radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Ein NF-Vielfachprüfgerät für den Amateur

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

SEPTEMBER 1962

18



AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj" Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Unser Bild zeigt einen Fernsehsender. Über den prinzipiellen Aufbau derartiger Sender lesen Sie auf Seite 559.
Foto: Zentralbild

UNSERE LESER SCHREIBEN

Vor einem Jahr kaufte ich mir einen Plattenspieler. Jetzt macht sich jedoch negativ bemerkbar, daß ich ihn ohne Radio nicht spielen kann. Kann man sich selbst ein Zusatzgerät basteln, welches die Funktion des Radios übernimmt? Wie teuer wird es ungefähr? Haben Sie in Ihrer Fachzeitschrift einmal eine Bauanleitung gegeben, oder ist Ihnen sonst etwas bekannt?

W. P., Leuna

Daß Plattenspieler einen nachgeschalteten Verstärker erfordern, ist eine bekannte Tatsache, die wir nicht als negativ bezeichnen möchten, und daß es solche Verstärker gibt und Bauanleitungen dafür selbstverständlich (und sehr oft) in unserer Zeitschrift zu finden sind, ist unseren Lesern bekannt. Allerdings erfordert der Selbstbau eines Verstärkers Erfahrungen. Anfängern geben wir immer wieder den Rat, erst etwas Einfacheres zu bauen. Vielleicht werden Sie jetzt über unseren Mangel an Entgegenkommen schimpfen. Es gehört zu den Aufgaben unserer Zeitschrift, dem Amateurnachwuchs (der oft zugleich der Kadernachwuchs für unsere Industrie ist) mit Anregungen zu helfen. Aber Bauanleitungen bedeuten keine Gelegenheit für den Unerfahrenen, billig zu diesem oder jenem Gerät zu kommen; aus diesem Wunsch und ohne schrittweise erworbene Erfahrungen heranzugehen, bedeutet stets eine Fehlinvestition an Zeit und Geld, glauben Sie uns!

*

... Bei einem von mir gebauten Verstärker passierte folgendes: Schaltungstechnisch habe ich mich an die in radio und fernsehen 10 (1960) von Hans Sachs beschriebene Stereo-Übertragungseinrichtung gehalten. Die Ausgangstransformatoren wurden nach der in diesem Artikel angegebenen Wickelvorschrift von der PGH Verstärkertechnik Leipzig angefertigt. Bei der Erprobung der Endstufen wurde mit den verwendeten Ausgangstransformatoren nur mäßige Zimmerlautstärke erreicht, während normale handelsübliche Gegentakt-Ausgangstransformatoren die volle Leistung wiedergaben.
Als ich daraufhin in der Wickelei reklamierte, erklärte mir der Meister, der Fehler liege höchstwahrscheinlich in der Wickelvorschrift, da ja beide Transformatoren denselben Fehler aufweisen, er aber bestimmt nicht zweimal dasselbe falsch gemacht habe.
Ich möchte nun gern von Ihnen wissen, ob bezüglich dieser Wickelvorschrift schon ähnliche Anfragen gemacht wurden, woraus man folgern könnte, ob es sich wirklich um einen Fehler in der Wickelvorschrift handelt, und wie kann ich mich gegenüber der PGH verhalten, wenn a) die Wickelvorschrift fehlerhaft oder b) die mangelhafte Funktion dem Hersteller zuzuschreiben ist?

R. M., Leipzig O 27

Von einem Fehler in der Wickelvorschrift in der Bauanleitung im Heft 10 (1960) ist uns nichts bekannt. Allerdings liegt die Vermutung nahe, daß die Wicklungen Ihrer Übertrager falsch zusammengeschlossen wurden. Werden die Wicklungsteile nicht im richtigen Sinne hintereinandergeschaltet, sondern gegensinnig, so heben sich ihre Teilinduktivitäten gegenseitig mehr oder weniger auf.
Es stimmt dann weder das Übersetzungsverhältnis noch die Haupt- bzw. Streuinduktivität. Deshalb gilt als eiserne Regel für jeden Übertrager mit verschachtelten Wicklungen: Kontrollieren, ob die Teilwicklungen richtig zusammengeschaltet sind! Messen von L, σL, f_0 und ü! Offensichtlich hat die PGH den Fehler zuerst gemacht. Sie haben versäumt, den Übertrager zu messen. Ziehen Sie die Lehre daraus, daß ein Techniker nicht glaubt, wenn er es nachmessen kann!

*

... Ich stelle in meiner Freizeit Fernsehantennen auf. Um nun die Arbeit ganz genau ausführen zu können (bis jetzt habe ich es nur nach dem Bild getan), möchte ich mir ein Gerät bauen, mit dessen Hilfe ich das Ausrichten der Antenne auf den gewünschten Sender hundertprozentig erreichen kann, also durch Messung der Antennenspannung. Da Sie, was ich annehme, in Ihrer Zeitschrift radio und fernsehen vielleicht schon eine Beschreibung eines solchen Gerätes zum Selbstbau gebracht haben, möchte ich Sie recht herzlich bitten, mir die Nummer des Heftes anzugeben und wenn möglich, mir dasselbe per Nachnahme zu senden ...

E. H., Schleitz

Es gibt die verschiedensten Fernsehservicegeräte für den Antennenbau, u. a. Meßbrücken zur Antennenanpassung, wie wir sie bereits im Heft 18 (1959) S. 571 ··· 572 als Bauanleitung beschrieben. Allerdings bitten wir Sie, es uns nicht zu verübeln, wenn wir uns folgende Bemerkung erlauben: Wir haben nichts gegen Amateure, die sich ihre Fernsehantenne selbst bauen — im Gegenteil, wir versuchen diesen Menschen soweit zu helfen, wie es uns als Fachzeitschrift möglich ist. Auch gegen die Techniker, die beruflich mit dem Antennenbau zu tun haben, ist selbstverständlich nichts einzuwenden. Aber Leute, die „in ihrer Freizeit" für andere Bürger Antennen errichten, gehören in keine der genannten Kategorien. Deshalb unsererseits die Frage: Welche Qualifikation zum Antennenbau besitzen Sie? Denn immerhin setzen Ihre Auftraggeber ein Vertrauen sowohl in Ihre Kenntnisse als auch in Ihre Möglichkeiten (Meßgeräte), die Sie nach Ihrem Schreiben nicht besitzen. Wir betrachten das Amateurwesen als ein Hobby und nicht als zusätzliche Erwerbsmöglichkeit.

*

... Kann man den „Stern I" an die Autobatterie des „Wartburg" anschließen? Kann man den „Stern I" an die Batterie des Rollers „Berlin" anschließen?

W. P., Leuna

Der Kofferempfänger „Stern I" kann prinzipiell aus jeder 6-V-Batterie betrieben werden. Beim Anschluß an eine Autobatterie im Wagen (oder an die Batterie des Rollers) ist zu beachten, daß die Klemmenspannung bei laufendem Motor (und damit bei laufender Lichtmaschine) bis zu 7,5 V betragen kann. Diese Überspannung von + 25% dürften die direkt geheizten Röhren im Gerät sehr übelnehmen. Solange die Batterie nicht geladen wird, ist selbstverständlich gegen sie als Speisequelle für den „Stern I" nichts einzuwenden.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Tonaufzeichnung auf 8-mm-Schmalfilm mit Magnetspur
- Antennenanpassung und Rauschen im VHF-Empfänger
- Toleranzen und Alterung von Thermistoren und Varistoren
- Ferrite und ihre Anwendung
- Bauanleitung für einen AM/FM-Super



▼ **Ein tragbarer Fernsehempfänger „Moskwa“** wurde in Moskau entwickelt. Er ist für den Fernsehempfang auf zwölf Kanälen ausgelegt, mit der Bildröhre 25 LK 1 B (Bildabmessungen 150 × 200 mm) und Transistoren ausgestattet und in gedruckter Schaltungstechnik in Bausteinweise ausgeführt. Der „Moskwa“ besitzt eine ausziehbare Teleskopantenne und wird aus einem 12-V-Akkumulator, galvanischen Elementen oder vom Netz gespeist. Der Fernsehempfänger hat ein Gewicht von 10,5 kp, und seine Abmessungen betragen 330 × 200 × 340 mm.

▼ **Die Serienfertigung kompletter Radaranlagen für Hochseeschiffe** hat die polnische Elektroindustrie aufgenommen. Elf Hochseeschiffe sind bereits mit diesen Anlagen ausgestattet, weitere vier Schiffe der polnischen Handelsflotte sollen folgen.

▼ **Den Namen „Laboratorium“** führt ein Schiff, das seit einiger Zeit auf dem Dnepr verkehrt. Durch Automaten gesteuert, wendet es exakt, weicht Sandbänken aus und reguliert selbständig die Fahrgeschwindigkeit. Auf diesem Schiff arbeitet eine Gruppe von Ingenieuren daran, einen automatischen „Elektrolotsen“ zu entwickeln, der die komplizierte Arbeit der Flußkapitäne übernehmen soll.

▼ **Ein Atomreaktor für Forschungszwecke** mit einer Kapazität von 2000 kW wurde in der lettischen SSR in der Nähe von Riga in Betrieb genommen. Er wird den Gelehrten der Akademie der Wissenschaften der baltischen Sowjetrepubliken umfassende Forschungen ermöglichen. Forschungsgegenstand werden unter anderem wichtige Probleme der Kernphysik sein, beispielsweise die Erzeugung kurzlebiger Isotopen mit einer Halbwertzeit von wenigen Stunden oder sogar Minuten. Weiter sollen Strahlungsmethoden zur Erhöhung der Widerstandsfähigkeit landwirtschaftlicher Kulturen gegen Pilzbefall und Frost entwickelt werden. Auch die Möglichkeit einer gezielten Veränderung der Erbmerkmale bei Pflanzen durch Strahleneinwirkung soll untersucht werden.

▼ **In Indien** soll noch während des dritten Fünfjahrplanes, d. h. innerhalb der nächsten drei Jahre, das Fernsehen eingeführt werden. Als Standort für den ersten Sender wird wahrscheinlich Bombay gewählt werden.

▼ **Die erste tschechoslowakische Taktstraße zum Schleifen von Fernsehbildschirmen** wird dieser Tage in dem Klement-Gottwald-Werk in Povaszka Bystrica installiert. Die Taktstraße besteht aus zwei Karussell-Schleifmaschinen, die durch ein Förderband verbunden sind. Durch dieses Verfahren dürfte die ČSSR Mill. Kcs in Devisen einsparen.

▼ **Mit dem Bau eines neuen Fernsehzentrums** wurde in der Nähe von Prag begonnen. In der ersten Bauetappe sollen ein 400 m² und ein 200 m² großes Studio mit technischen Hilfsbetrieben, Werkstätten, Probesälen und weiteren Objekten gebaut werden. Die Studios sollen 1965 in Betrieb genommen werden.

▼ **Zur 4. Isotopentagung** werden vom 1. bis 3. November in Görlitz namhafte Wissenschaftler, Ingenieure und Techniker aus der DDR und dem sozialistischen Ausland zusammentreffen und vor allem über die Anwendung radioaktiver Nuklide in der Betriebsmeßtechnik beraten. Solche Tagungen werden vom Fachausschuß „Kerntechnik“ der KDT gemeinsam mit dem Amt für Kernforschung und Kerntechnik der DDR jedes zweite Jahr durchgeführt.

Dokumentationsdienst Automatisierung

Das Zentralinstitut für Automatisierung informiert alle Betriebe und Interessenten in der Deutschen Demokratischen Republik kontinuierlich über den neuesten Stand der Automatisierungstechnik in aller Welt, insbesondere in den sozialistischen Ländern, durch den Dokumentationsdienst „Automatisierung“ (Schnelldokumentation). Der Inhalt dieses Informationsmaterials gibt sehr viele Anregungen, die auch für die Kleinmechanisierung und Kleinautomatisierung in allen Betriebsgrößen geeignet sind sowie für Kleinserienfertigung, die ohne größere Investmittel oder Umstellungen vorgenommen werden können.
Das Institut für Dokumentation empfiehlt allen Betrieben, diesen Dokumentationsdienst zu abonnieren, damit die von der Partei und Regierung beschlossenen Planziele schneller realisiert werden können.
Anfragen und Bestellungen sind zu richten an das Zentralinstitut für Automatisierung, Dresden N 2, Postfach 40 (HA Literatur, Abt. Dokumentation).

„Shoebox“ reagiert auf Sprache

Im Heft 6 (1962) der „Funkschau“ wird von einem Schuhkarton großen Gerät aus den USA berichtet, das auf bestimmte gesprochene Befehle reagiert und gesprochene Zahlen addieren und subtrahieren kann. Dieses Versuchsmodell wird als Vorläufer einer neuen Familie elektronischer Anlagen, die die Herstellung von Akustik-Schreibmaschinen und Zählanlagen, etwa für Lagerbestandsaufnahmen ermöglichen wird, bezeichnet

Ein Dokumentationsdienst „Elektronische Bauelemente“

wird vom Institut für Dokumentation der Deutschen Akademie der Wissenschaften, Berlin W 8, Unter den Linden 8, herausgegeben. Er umfaßt die Sachgebiete: Technologische und physikalische Fragen, Werkstoffe, Klimaschutz, Zuverlässigkeit und Lebensdauer,
Elektronenröhren, Halbleiter, Widerstände, Kondensatoren
Kontaktbauelemente
Quarze, elektronische Bauteile zur Automatisierung, HF- und NF-Eisen
Mikrobauelemente
und wird mit etwa 100 Titeln einmal monatlich erscheinen. Der Preis pro Karte beträgt 0,05 DM, bei Bezug einzelner Gruppen 0,06 DM.
Bei speziellen Auskünften über den Dokumentationsdienst „Elektronische Bauelemente“ ist zu empfehlen, direkt mit der bearbeitenden Dokumentationsstelle, der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik, Leitstelle Dokumentation, Berlin-Wendenschloß, Bendigstr. 11 in Verbindung zu treten.

Spitzenleistung auf dem Röhrengebiet

Von der RCA wurde eine Nuvistorröhre entwickelt, die eine sogenannte Beam-Power-Röhre, eine Endtetrode, ist. Obwohl sie nur etwa 32 mm groß ist, hat sie eine maximale Anodenverlustleistung von 30 W! Ihr normaler Arbeitspunkt liegt bei $U_a = 65\,V$, $U_{g2} = 65\,V$, $U_{g1} = -10\,V$, $I_a = 200\,mA$ (!), $I_{g2} = 12\,mA$. Bei $U_{g1} = 0\,V$ ist $I_a = 600\,mA$, bei $U_{g1} = -20\,V$ ist $I_a = 1\,mA$. Bei 400 MHz liefert diese Röhre in C-Verstärkung eine Nutzleistung von 100 W! Sie kann außerdem auch als Endstufe in großen Verstärkern eingesetzt werden. Außerdem wird sie als Endröhre für Horizontalablenkung in Farbfernsehempfängern empfohlen, die Anodenspitzenspannung kann hierbei bis zu 5 kV betragen. Eine Typenbezeichnung liegt noch nicht fest.

Technische Mitteilung T 12

Die Technische Mitteilung 62 T 12 des Institutes für Halbleitertechnik, Teltow, Elbestraße 2, behandelt „Meßmethoden und Meßschaltungen zur Bestimmung der h- und y-Parameter von Transistoren“. Für die Messung der h-Parameter werden sowohl Schaltungsanordnungen mit direkter Anzeige des Meßwertes als auch Brückenanordnungen beschrieben, die bei den standardisierten Meßfrequenzen von 1 kHz und 130 Hz benutzt werden können. Von besonderem Interesse werden die brückenähnlichen Meßanordnungen zur Bestimmung der Real- und Blindkomponenten der y-Parameter sein. Diese Schaltungen sind bis Frequenzen von etwa 50 MHz brauchbar. Ein gesondertes Kapitel ist der Messung der Grenzfrequenzen (f_α, f_β, f_1) gewidmet. Die am Ende der Schrift gegebenen Ratschläge über den Aufbau von Hochfrequenzmeßgeräten sind für den Praktiker besonders wertvoll und interessant. Die Mitteilungen können vom Institut für Halbleitertechnik, Teltow, Elbestr. 2, bezogen werden. Pro Heft wird eine Schutzgebühr von 1,— DM erhoben.

Eine neue Lautsprechermembran

Das Weizmann-Institut in Israel entwickelte, nach radio-fernsehhändler 6 (1962), eine Lautsprechermembran, die nur gleichphasig schwingen kann und damit den Hauptnachteil aller bisherigen Membranen vermeidet, daß Teilschwingungen entstehen, die das Klangbild beeinträchtigen. Die Membran ist von einem Aluminiumband in Mäanderform durchzogen. Sie ist zwischen zwei durchlöcherten Platten eingespannt mit vielen kleinen Ferritmagnetpolen. Durch die Wechselwirkung zwischen dem Strom, der durch das Aluminiumband fließt und dem Magnetfeld ist es nicht mehr notwendig, daß die Membran die übliche Konusform hat. Sie kann flach sein wie bei einem elektrostatischen Lautsprecher.



Auf dem Flugplatz „Scheremetewo“ in Moskau gibt es ein Fernsehauskunftsbüro, das den Fluggästen Auskünfte erteilt über Flugkosten, die Zeit des Abflugs, den Aufenthalt und andere Fragen.
Die Fluggäste gehen zu einem der vier Fernsehanlagen, drücken auf einen Knopf und warten den Ansager ab, der ihnen auf die sie interessierenden Fragen antwortet. Dieses Auskunftsbüro gibt Antworten in russischer, englischer und französischer Sprache

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 2. SEPTEMBERHEFT 18 1962

XXXI. Internationale Messe Poznan 1962

Aus 59 Ländern waren Aussteller zur XXXI. Internationalen Messe Poznan gekommen, wobei viele Länder — so auch die DDR — mit einer Kollektivausstellung vertreten waren.
Obwohl man als Besucher aus der DDR durch die Leipziger Messe — und Vergleiche liegen dabei sehr nahe — in Größe, Umfang und Organisation etwas verwöhnt zu sein meint, muß man den polnischen Organisatoren doch bescheinigen, daß die Messe in Poznan durchaus internationales Niveau besitzt.

Fernsehen — Radio — Fono

● Die polnische Rundfunkindustrie stellte neben anderen Geräten zwei vor allem auch in der Formgebung interessante Empfänger aus, den von der diesjährigen Leipziger Frühjahrsmesse her bekannten Empfänger Ramona mit der leicht ovalen Linienführung und die Radio-Fono-Kombination Arcona (Bild 1). Da die Entwicklung des „Arcona" noch nicht völlig abgeschlossen war, gab es für dieses Gerät noch keine umfassenden technischen Daten.
Bestückt ist dieser Empfänger für U, K, M, L mit den Röhren ECC 85, ECH 81, EBF 89, ECC 82, EM 84, zwei Germaniumdioden DOG 53 und einem Selengleichrichter. „Arcona" besitzt eine Ferritantenne und selbstverständlich den Anschluß für das Fonogerät. Beide Empfänger, „Ramona" und „Arcona", sind NF-seitig als Monogeräte ausgeführt.

● Großer Andrang herrschte auch bei den im DDR-Pavillon ausgestellten Exponaten der Elektroindustrie. Für den Rafena-Fernsehempfänger Record 7 wurden dem Standpersonal die Prospekte förmlich aus den Händen gerissen. Der „Record 7" weist neben einer gewissen Automatik bei der Abstimmung vor allem NF-mäßig viele Verbesserungen auf, ansonsten setzt er die bekannte Serie fort. Durch die Anordnung der Bedienungsregler an der Rückseite des Gerätes wird die ansprechende Formgebung nicht durch Knöpfe und dergleichen unterbrochen.
Die Rundfunkempfängerindustrie stellte unter anderem den vom VEB Stern-Radio Rochlitz gefertigten Oberon aus. Natürlich fehlte auch das Sternchen nicht. Alles in allem hätte man sich allerdings von seiten der Rundfunk- und Fernsehempfängerindustrie der DDR eine umfassendere Ausstellung gewünscht.
Von der Leipziger Messe her kennen wir auch den Camping-Fonokoffer Billi der Firma Kurt Ehrlich, Pirna. Hiermit wurde ein Monoplattenspieler geschaffen, der besonders die Campingfreunde interessieren wird. Denn es ist möglich, diesen Koffer z. B. wahlweise mit einer 6/12-V-Autobatterie oder auch mit Monozellen zu betreiben. Selbstverständlich ist auch der Anschluß an ein Rundfunkgerät möglich.



Bild 1: Dieser Empfänger „Arcona" fand beim Publikum großen Anklang, zumal er sich in Form- und Farbgestaltung der modernen Möbellinie anpaßt, dabei aber sehr raumsparend ist

● Auch die Firma Tesla, ČSSR, war mit einer Serie von Geräten vertreten. Neben den auch bei uns bekannten und geschätzten Fernsehempfängern fiel ein Transistortaschenempfänger auf, der etwa unserem „Sternchen" gleicht. Er besitzt nur den Mittelwellenbereich (0,58 ··· 1,58 MHz — Ferritantenne). Gespeist wird dieser Empfänger mit vier zylindrischen 1,5-V-Batterien, sein Gewicht beträgt bei einer Größe von 140 × 80 × 38 mm etwa 450 p.
Tesla stellte noch einen Transistorkofferempfänger für drei AM-Bereiche aus. Bei einer Größe von 255 × 200 × 80 mm hat das Gerät ein Gewicht von 2,6 kp. Von sechs 1,5-V-Batterien werden neun Transistoren gespeist. Vorteilhaft ist, daß das Gerät Anschlüsse für zweiten Lautsprecher und Plattenspieler bzw. Magnetton besitzt.

● Von Telefunken fand der Kofferempfänger Picnic 3291 große Aufmerksamkeit (Bild 2). Der Empfänger besitzt vier Wellenbereiche: U, K, M, L, neun Transistoren, vier Dioden, sieben AM- und elf FM-Kreise, Teleskopantenne für UKW und Kurzwelle sowie Ferritantenne für Mittel- und Langwelle. Selbstverständlich sind Plattenspieleranschluß sowie Ausgang für den zweiten Lautsprecher vor-

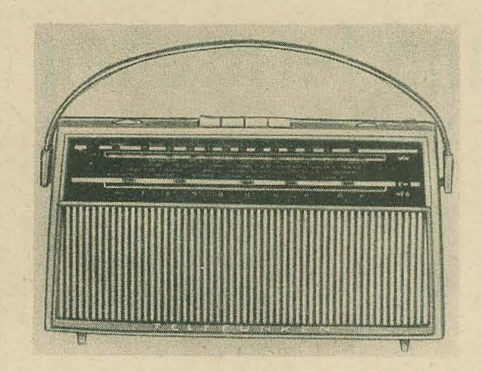


Bild 2: Telefunken-Transistorempfänger „Picnic 3291"

handen. Die Betriebsdauer wurde mit etwa 500 Stunden angegeben. Bei einer Größe von 311×181×93 mm und Plastikgehäuse wiegt das Gerät 2,3 kp.

Bemerkenswert ist auch der Telefunken-Fernsehschrank Terzola VI (Bild 3). Neben dem eigentlichen Fernsehteil sind ein Rundfunkempfangs- sowie Fonoteil eingebaut. Die Terzola-Truhe enthält Serientypen; im Rundfunkteil den Stereosuper Opus 2114, im Fernsehteil ein Spezial-TV-Chassis FE 251 (59er Bildröhre mit 110° Ablenkung) und im Fonoteil das 4-Touren-Stereolaufwerk TW 504. Formgestalterisch wurde durch Schiebetüren dafür gesorgt, daß bei Nichtbetrieb des Fernsehteils die „kalt" wirkende Bildröhre verdeckt werden kann. Die Größe des gesamten Schrankes beträgt 1510×910×460 mm.

● Auch die französische Industrie stellte eine Reihe von Exponaten aus, und zwar hauptsächlich Fonogeräte.

Es waren vor allem Plattenspieler (mono und stereo) der Firma Teppaz, Lyon, die den Besucher der französischen Gemeinschaftsausstellung begeisterten. Alle gezeigten Geräte besitzen ein 4-Touren-Laufwerk, automatische Leerlaufabstellung und dergleichen üblichen Komfort.

Bewundert wurde auch ein Stereo-Hi-Fi-Verstärker, und zwar wegen seiner überdurchschnittlichen mechanischen Ausrüstung. So hat man sich z. B. für die Anzeige des eingestellten Frequenzganges eine überaus publikumswirksame und dabei verblüffend einfache Lösung ausgedacht. Bei Bedienung der Regler für die Frequenzkorrektur wird unmittelbar der eingestellte Frequenzgang auf einer Skala ablesbar, so daß man sofort über Steilheit der Kurve, Wendepunkte der Funktion und dergleichen informiert ist.

Rundfunk- und Fernseh-Übertragungstechnik — Elektroakustik

Auf dem Gebiet der RF-Übertragungstechnik fiel besonders eine Reihe von elektroakustischen Geräten auf, die sich dem Besucher vorstellten.

● Die Firma Elektromechanik Wilhelm Franz KG, Lahr/Schwarzwald, zeigte für die Studioeinrichtungen eine Neuentwicklung, die Verstärker, Hoch-Tief-Entzerrer und Flachbahnregler in einer steckbaren Einheit raumsparend zusammenfaßt. Außerdem enthält die Verstärkereinheit ein Trittschallfilter.

Hier die technischen Daten:

Gesamtverstärkung: ≈ 90 dB
Frequenzgang: 40 Hz ··· 15 kHz ± 1 dB
Klirrfaktor:
 0,5% bei + 6 dB Ausgangspegel an 300 Ω
 1% bei + 17 dB Ausgangspegel an 300 Ω
Eingangsscheinwiderstand: 2 kΩ (symmetr.)
Ausgangsscheinwiderstand: ± 25 Ω (symmetr.)
Fremd- und Geräuschspannungspegel:
 etwa — 120 dB bei 90 dB Verstärkung
Vor- bzw. Nachdämpfung:
 0 ··· 60 dB regelbar (0-20-40-60 dB)
Frequenzkorrekturmöglichkeit:
 bei 50 Hz und 10 kHz je + 9 dB und — 12 dB (in Stufen)
Bestückung
 Vorverstärker 2×E 283 CC
 Hauptverstärker 3×EF 806 S

Die beschriebenen Einheiten werden wahlweise für transportable oder ortsfeste (Bild 4) Regieeinrichtungen für eine beliebige Anzahl von Mikrofoneingängen (mono und stereo) gefertigt.

Selbstverständlich ist auch hierbei die Möglichkeit des Vor-Regler-Hörens und Hallmodulationsabgriff vorhanden.

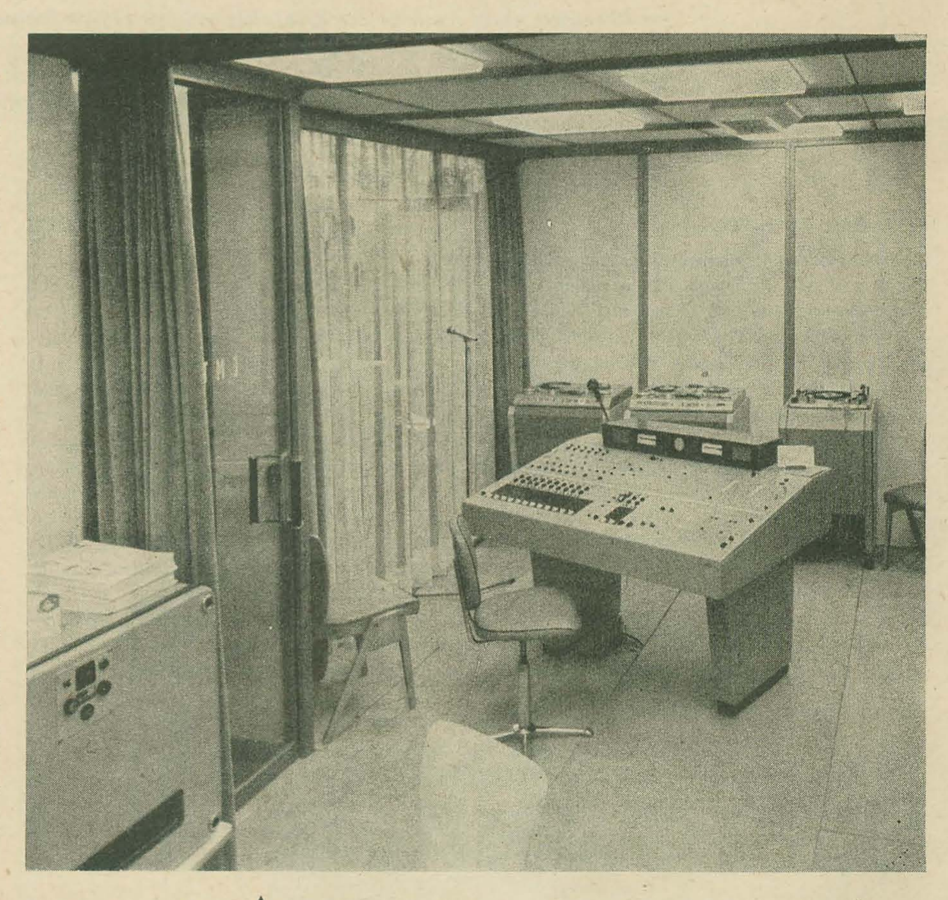
Bemerkenswert ist, daß die Vorverstärker entweder auf einen Monokanal oder auf beliebig viele Ketten zusammengeschaltet werden können (Programmschienensystem), was sich besonders bei Stereo- und Effektmusikaufnahmen als äußerst vorteilhaft erweist.

Zu dieser Einrichtung gehören Trennverstärker, Nachhallverstärker (mit oder ohne Fernsteuerung), Kommandoverstärker, Pegeltongenerator, Tonmesser mit Lichtzeigerinstrumenten (10 ms Einschwingzeit) sowie eine gemeinsame Netzversorgung.

Jeder Regler besitzt Signalisierungskontakte. Der Tongenerator wurde für vier Frequenzen ausgelegt, und der Ausgang des Kommandoverstärkers ist auf mehrere Wege umschaltbar.

Als große Hilfe bei der Tonaufnahmetechnik dürfte sich das Magnettonwiedergabegerät R 52 mit „Endlosbandkassette" erweisen.

Das auf jedem beliebigen Magnettongerät zu modulierende Band befindet sich in einer spe-



▲ **Bild 4: Ortsfeste Studioeinrichtung (Gesamtansicht) mit den Laufwerken**

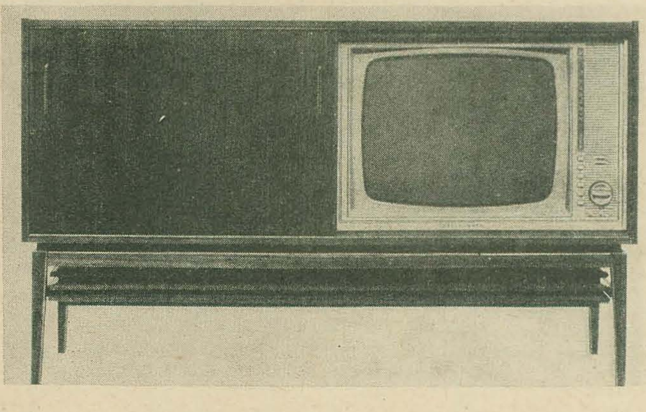


Bild 3: Fernsehschrank „Terzola VI" für hohe Ansprüche und natürlich großes Portemonnaie

ziellen Bandschleifenkassette. Dauergeräusche stehen ständig beim Öffnen des Reglers sofort wieder zur Verfügung, und ein anderes Laufwerk wird so nicht blockiert.
Natürlich läßt sich dieses Gerät auch für Pausenzeichen oder z. B. für Störungsentschuldigungen direkt am Sender verwenden. Für diesen Zweck ist eine Steuerung mit Fotozelle vorgesehen.

Technische Daten:

Bandgeschwindigkeit:
19,05 cm/s Vollspuraufzeichnung
Ausgangspegel: 6 dB
Frequenzgang (CCIR-Norm):
40 ··· 12000 Hz ± 2 dB
Klirrfaktor: 1%
Hochlaufzeit: 0,1 s
Geräuschspannungsabstand: 55 dB
Frequenzmodulation: ±0,2%
Bandschleifenlänge in Kassette
min. 2 Minuten
max. 5 Minuten
kürzeste Länge ohne Kassette durch Verwendung einer Spezialumlaufrolle: etwa 1,5 s
Bestückung: 6 Transistoren

Ein Problem stellte bisher die Verhallung von Stereomodulation dar. Die Firma W. Franz, Lahr, fertigt eine Stereohallplatte (nach W. Kuhl), so daß dieses Problem jetzt gelöst sein dürfte. Die Wirkungsweise der Platte und ihre technischen Eigenschaften entsprechen der bekannten Monoausführung. Nur die notwendigen elektrischen Erweiterungen (Verstärker) wurden entsprechend zweikanalig ausgeführt.

● Vor dem französischen Pavillon stellte die Compagnie Française Thomson Houston, Paris, einen Fernsehzug mit dem entsprechenden Zubehör aus (Bild 5). Ansprechend war vor allem die verblüffend einfache Bedienung der Kameras, wodurch der Kameramann nicht von den eigentlichen Aufgaben abgelenkt wird.

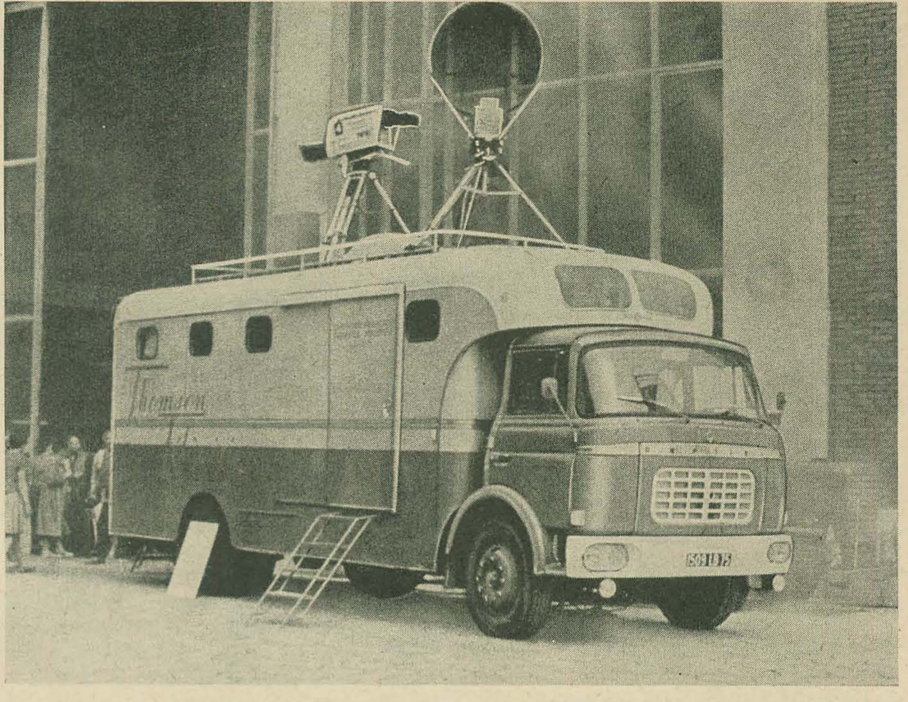


Bild 5: Fernsehzug der Compagnie Française Thomson Houston, Paris

Meßgeräte

● Überrascht war der Besucher der Messe in Poznan über die Vielfalt der von der polnischen Industrie angebotenen Meßgeräte, von denen natürlich nur eine geringe Anzahl an dieser Stelle beschrieben werden kann, zumal auch das vorliegende Prospektmaterial oft nur in polnischer Sprache vorhanden war. So dürfte vom einfachen Multavi bis zum Höchstfrequenzmeßgerät der unmittelbare Bedarf des Inlandes befriedigt werden. Wenn man noch bedenkt — und das kam in einem Gespräch mit einem polnischen Ingenieur stolz zum Ausdruck —, daß dieser Industriezweig erst in den letzten Jahren entstanden ist, so sind die Leistungen doch recht beachtlich.
Der Niederfrequenzgenerator (RC) GA-2 ist als Meßgerät für Fernmelde- und Rundfunktechnik sowie für die Akustik gedacht. In seiner Form erinnert er an den von Clamann & Granert, Dresden, gefertigten RC-Generator.

Technische Daten:

in 6 Bereichen: 16 Hz ··· 20 kHz
Ausgangspegel: —1,0 bis +0,2
umschaltbarer Ausgangspegel bei gegebener Ausgangsimpedanz
Frequenzunsicherheit: ±1,5%
Klirrfaktor: 1,5%

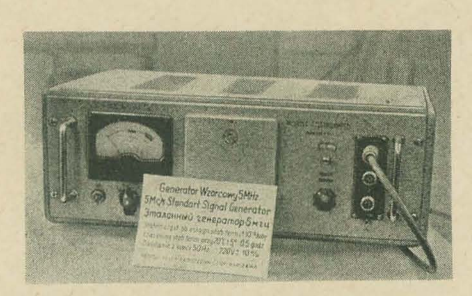


Bild 6: 5-MHz-Generator des Instituts für Rundfunk- und Fernsehtechnik, Warschau, mit automatischer Amplitudenkontrolle

Als Gegenstück für den RC-Generator ist das Niederfrequenzpegelmeßgerät AMP-2 bestimmt. Es besitzt einen vierstufigen Verstärker.

Technische Daten:

Frequenzbereich: 30 ··· 20000 Hz
Meßbereich (9 Teilbereiche)
von —5 N bis +3 N
niedrigster meßbarer Pegel: —7 N
Eingangsimpedanz (100 Hz):
a) für symmetrischen Eingang: 300 Ω ± 2%
600 Ω ± 2%
10 kΩ
b) für asymmetrischen Eingang: 50 kΩ

Neben dem bereits beschriebenen RC-NF-Generator ist ein in seiner Form ähnlicher RC-Trägerfrequenzgenerator GSP-2 erwähnenswert, dessen Frequenzbereich (0,3 ··· 300 kHz) ebenfalls in sechs Teilbereiche unterteilt ist. Der Ausgangspegel ist stufenweise umschaltbar (—3 ··· +2 N). Frequenzunsicherheit: ±1%; k ≦ 1,5%.
Für die Trägerfrequenzmeßtechnik bietet sich der Trägerfrequenzmeßwagen WPN-2 an, der für Messungen an Fernmeldeanlagen und Trägerfrequenzsystemen im Bereich von 300 Hz ··· 300 kHz geeignet ist.

Der Meßwagen enthält folgende Meßgeräte:

a) Trägerfrequenzgenerator GSP-2
b) Trägerfrequenzpegelmeßgerät
c) Regulierdämpfer Z = 600/300 Ω
d) Regulierdämpfer Z = 150/75 Ω
e) NF-Verstärker
f) Magnetumformer 50 Hz/25 Hz
g) Meß- und Schaltfeld mit einem Abhör- und Sprechsatz und Anpassungstransformatoren

Mit dem Meßwagen sind folgende Messungen möglich:

a) Messung der Dämpfung (Vergleichsmethode)
b) Messung der Verstärkung (Vergleichsmethode)

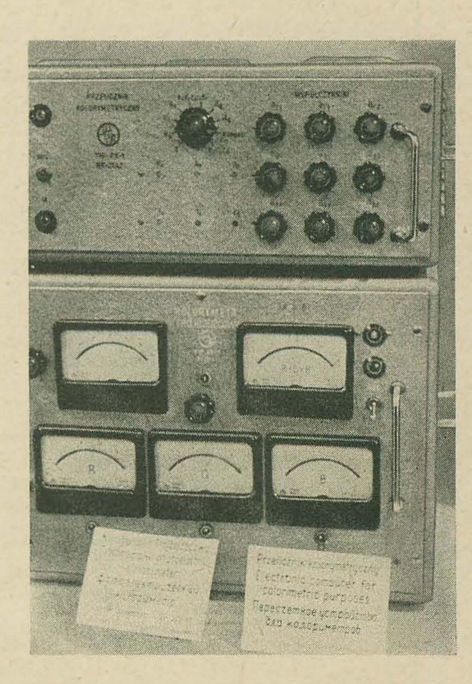


Bild 7: Das untere Gerät ist ein Colorimeter (trichromatisch) vom Institut für Rundfunk- und Fernseh-Technik, Warschau. Darüber steht der elektronische Rechner für Farbmessungen

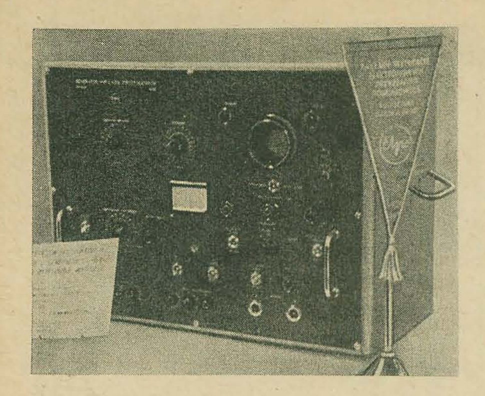


Bild 8: Impulsgenerator von ELPO, Warschau, VHF

c) Messung des Nebensprechens (Vergleichsmethode)
d) Sendung bzw. Empfang jedes beliebigen Signals im Bereich von 0,3 ··· 300 kHz auf den zu prüfenden Leitungsweg mit gleichzeitiger Kontrolle des Sende- bzw. Empfangspegels
e) Möglichkeit eines Gespräches bei verschiedenem Ein- und Ausgangspegel des Gespräches
f) Sendung eines Rufsignals
g) Abhören beliebiger Leitungen

Der Wagen selbst ist als freistehende Konstruktion auf vier gummibereiften Rädern aufgebaut.
Aus dem recht umfangreichen Angebot von Röhrenvoltmetern sei besonders das Universalröhrenvoltmeter U 718 von ELPO, Warschau, genannt, dessen beachtlicher Frequenzbereich von 20 Hz ··· 1 GHz reicht. Kleinste Eingangsspannung 0,1 V — größte Eingangsspannung 300 V.
Beachtlich ist auch das von ELPO, Warschau, gezeigte Oszilloskop (2-Strahl) mit einem möglichen Frequenzbereich von 20 Hz bis 10 MHz. Anzeigegenauigkeit:

von 20 Hz ··· 7 MHz: +1 dB ··· —3 dB

von 20 Hz ··· 9 MHz: +1 dB ··· —5 dB

Bildröhrendurchmesser 140 mm

Sieht man sich die Reihe der in Poznan gezeigten polnischen Meßgeräte an, so sind nicht wenige dabei, die die 500-MHz-Grenze erreichen.
Um so mehr ist dann zu verstehen, wie schwer die westlichen Aussteller das von den Amerikanern verhängte sogenannte 500-MHz-Embargo drückt. In einem Gespräch mit einem Vertreter der Firma Rhode & Schwarz, München, klang gerade dieser Fakt bedauernd mit. Wie gern hätten die ehrlichen Kaufleute des Westens ihre Produkte auch in die sozialistischen Länder verkauft, zumal im Westen auf diesem Gebiet beachtliche Leistungen zu verzeichnen sind.

● Als Neukonstruktion stellt sich das von Rhode & Schwarz, München, konstruierte Polyskop vor, dessen zwei Ausführungen entweder Messungen

von 0,5 ··· 400 MHz oder

von 0,5 ··· 1200 MHz gestatten (Bild 9).

Das „Polyskop" wurde zur Untersuchung von beliebigen Vierpolen mit positiver oder negativer Dämpfung sowie von passiven Zweipolen entwickelt. Es gibt auf der 36-cm-Fernsehbildröhre direkte Auskunft über Frequenzgänge von Spannungen, Dämpfung, Verstärkung, Linearität, Anpassungen usw. Auf Grund der überaus guten technischen Daten ist es überall einsetzbar, wo bisher qualifizierte Kräfte ermüdende Meßreihen ausüben mußten. Dem Polyskop liegen bisher bekannte Anordnungen zugrunde: Wobbelsender, Empfangs- und Anzeigeteil.
Auf Grund der Zweikanaligkeit ist auch ein sofortiges Abgleichen mit einem Muster (siehe auch hier Bild 9) möglich. Mit dem Polyskop wurde ein Gerät geschaffen, das eigentlich in keinem HF-Labor fehlen dürfte.
Ebenfalls von Rhode & Schwarz, München, ist der Selektomat (30 ··· 400 MHz), ein automatisiertes selektives VHF-Röhrenvoltmeter. Dieses Röhrenvoltmeter arbeitet völlig automatisch. Es sucht selbständig das entsprechende Band ab, stellt sich auf das stärkste gefundene Signal ein und zeigt dessen Wert in MHz und dB an; es folgt aber auch jedem schwächeren, einmalig von Hand eingestellten Signal und zeigt dessen Komponenten. Auf Grund dieser Automatik erübrigt sich also jedes Nachstimmen von Hand.

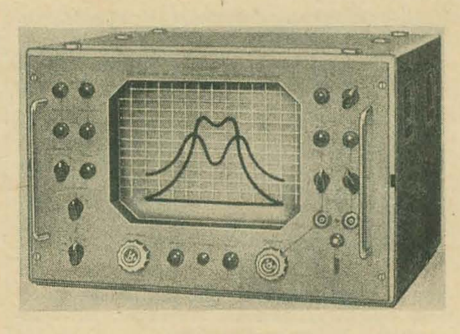


Bild 9: „Polyskop" Breitband-Zweikanal-Frequenzgang-Sichtgerät für zwei- und Vierpolmessungen
Polyskop I: 0,5 ··· 400 MHz
Polyskop II: 0,5 ··· 1200 MHz

In Verbindung mit dem „Polyskop" erhöht es dessen Anzeigeempfindlichkeit. Es liefert dabei zwei Ausgangsspannungen: den eigentlichen Meßwert und eine geeichte Vergleichsspannung, so daß auf dem Bildschirm eine parallaxenfreie Amplitudenmessung möglich ist.

Einige technische Daten:

Frequenzbereich:
30 ··· 400 MHz (in 7 Teilbereichen)
Ansprechgrenze und kleinste angezeigte Effektivspannung:
$\approx 10\ \mu V_{eff}$
Übersteuerungsgrenze: $\approx 1\ V_{eff}$
Zwischenfrequenz: 10,5 MHz
ZF-Bandbreite:
etwa ± 125 MHz für 3 dB
etwa ± 1 MHz für 80 dB
ZF-Verstärker: lin oder log umschaltbar
max. Mitlaufgeschwindigkeit: 10 MHz/ms

● Von der Tettex-AG, Zürich, wurde eine Reihe von Präzisionsmeßgeräten gezeigt, wie Meßbrückendekaden sowie Widerstands-, Kapazitäts- und Induktivitätsstandards hoher Genauigkeit. Aus dem vielseitigen Produktionsprogramm sei eine Wheatstonsche Präzisionsmeßbrücke genannt, deren Meßbereich von 0,001 Ω ··· 110 MΩ in fünf Dekaden und sieben Separatmeßbereichen angegeben wird (Genauigkeit: ±0,02% ± 3 · 10^{-5} Ω).

Elektronik — Bauelemente

● Die polnische Bauelementeindustrie zeigte eine Reihe von bemerkenswerten Bauteilen.
TELPOT, Krakow, zeigte z. B. Kondensatoren verschiedener Daten und Abmessungen, Regelwiderstände und auch Tandempotentiometer, Schichtwiderstände (bis 0,1 W) sowie Trockengleichrichter.
Vom „Zentrallaboratorium für Akkumulatoren und Trockenelemente" seien hier besonders die Kleinelemente (Knopfzellen) genannt, die in ihren technischen Daten durchaus beachtlich sind.

Technische Daten:

Typ	KN 0,02	KN 0,05	KN 0,2	KR 0,9	
Nennspannung:	1,2	1,2	1,2	1,2	V
Kapazität:	20	50	200	900	mAh
max. Ladestrom:	2	5	20	90	mA
Ladezeit:	17	17	17	17	h
Durchmesser:	11,5	15,5	25,2	14	mm
Höhe:	5,3	5,8	9,4	90	mm
Gewicht:	1,3	2,7	13	43	p

Obwohl man durchaus berechtigt der Meinung sein kann, daß man über Installationsmaterial an dieser Stelle nicht berichten sollte, so scheint es mir dennoch wert, erwähnt zu werden, denn die polnischen Kollegen haben es verstanden, einmal von den üblichen Farbgestaltungen (schwarz — weiß) wegzukommen. Allein Steckdosen und Schalter werden in vier verschiedenen Farben hergestellt. Dies ist ein Weg, den zu beschreiten man nicht zögern sollte.

● Das erstemal auf einer Auslandsmesse war der VEB Rechenelektronik, Glashütte (Sa.), mit dem von der Leipziger Frühjahrsmesse her bekannten elektronischen Analogrechner [s. radio und fernsehen 8 (1962) S. 241] vertreten.

● Eine bemerkenswerte Neuerung in der Transistortechnik ist der Germanium-Mesatransistor von Siemens & Halske, Berlin. Seinen Namen hat dieser Transistor nach seiner tafelbergähnlichen Gestalt (mesa in spanisch: Tisch, Tafelberg). Bei diesen Transistoren wurden durch Verkleinern der geometrischen Abmessungen und durch Erzeugen bestimmter Störstellenprofile durch Diffusion in der Basiszone äußerst gute HF-Eigenschaften erzielt, deren theoretische Grenze (Oszillationsfrequenz) bei etwa 10 GHz liegt.

Für die von Siemens ausgestellten Typen ist als maximale Oszillationsfrequenz für

Der prinzipielle Aufbau von Fernsehsendern

KLAUS K. STRENG

Fernsehsender haben ebenso wie Hörrundfunksender die Aufgabe, eine Trägerfrequenz mit großer Leistung zu erzeugen, sie mit der Information zu modulieren und das gewünschte Modulationsprodukt über eine Antenne auszustrahlen. Ausgehend von der bei uns gültigen CCIR-Norm [1] werden an Fernsehsender eine Reihe Aufgaben gestellt, die beim Hörrundfunksender nicht auftreten. Daraus resultiert teilweise ein völlig verschiedener Aufbau:

1. Das Spektrum der Modulation erstreckt sich beim Fernsehsender von der Frequenz null bis etwa 5 MHz.
2. Im Modulationsspektrum treten periodische Impulse (die Synchronimpulse) auf, bei denen der Sender seine größte Leistung abgibt.
3. Nach erfolgter Modulation muß das höherfrequente Seitenband teilweise ausgefiltert (unterdrückt) werden, so daß es nicht mit ausgestrahlt wird.
4. Laufzeitverzerrungen im Modulationsteil oder den modulierten Stufen wirken sich störend auf die Qualität der Modulation aus, während an die Linearität der Röhrenkennlinien keine derart kritischen Anforderungen gestellt werden wie beim AM-Hörrundfunk.

Das Blockschaltbild eines modernen Fernsehsenders

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild eines modernen Fernsehsenders. Da der Bildsender amplitudenmoduliert arbeitet, kann er von einem quarzkontrollierten Oszillator angesteuert werden. Die Oszillatorfrequenz wird dabei bis zur endgültigen Bildträgerfrequenz, wie üblich, vervielfacht. Es folgen dann mehrere Leistungsstufen (im Bild: 250 W — 2 kW — 10 kW). Eine Umschaltung auf die Vorstufe wie beim UKW-Hörrundfunksender ist beim Fernsehsender im allgemeinen nicht möglich, da hier meist die Endstufe moduliert wird. Hinter der modulierten 10-kW-Endstufe werden in speziellen Filtern das höherfrequente Seitenband teilweise unterdrückt (Restseitenbandfilter) und Bild- und Tonträger rückwirkungsfrei zusammengeschaltet (Bild-Ton-Weiche oder Diplexer). Meist werden beide Aufgaben in einem sogenannten Filterplexer vereinigt. Schließlich wird das komplette Bild-Ton-Signal über die Energieleitung der Antenne zugeführt und ausgestrahlt.

Einen großen Teil des Fernsehsenders nehmen die Geräte ein, die im Modulationswege liegen. Das vom Studio herrührende BAS-Signal[1]) muß nicht nur auf den zur Modulation erforderlichen Leistungspegel verstärkt, sondern auch normgerecht „aufbereitet" werden.

Bild 1: Blockschaltbild (stark vereinfacht) eines modernen 10-kW-Fernsehsenders

Im Bild 1 sind keine Einzelheiten über den Begleittonsender enthalten. Sein Aufbau entspricht bis auf geringfügige Kleinigkeiten (Frequenzhub beim Fernsehtonsender: ±50 kHz, Preemphasis: 50 μs) dem des frequenzmodulierten Hörrundfunksenders [2]. Allenfalls ist zu bemerken, daß gelegentlich besondere Maßnahmen getroffen werden, um den Bild-Ton-Abstand von 5,5 MHz möglichst exakt einzuhalten.

Die in Koaxialbauweise[2]) ausgeführten HF-Leistungsverstärker bieten keine Besonderheiten. Sie sind als Gitterbasisstufen ausgeführt, die Neutralisation erfolgt mit Hilfe der Gitterinduktivität.

Einzig die modulierte Stufe (also die Endstufe) zeigt einige Besonderheiten. Bewährt hat sich die Lösung, den HF-Verstärker in Gitterbasisschaltung zu betreiben, die Modulation jedoch dem Gitter zuzuführen (Bild 2). Das Gitter muß hochfrequenzmäßig an Masse liegen, wofür verschiedene Lösungen denkbar sind (beispielsweise über eine als Saugkreis wirkende offene Viertelwellenleitung). Der Anodenschwingkreis der Stufe bzw. das Filter zwischen Anodenkreis und Energieleitung muß breitbandig sein, um die modulierte Hochfrequenz ohne Qualitätsminderung durchzulassen (hierbei sind auch Phasendrehungen kritisch). Es gibt hierfür zwei prinzipiell mögliche Lösungen: Kopplung zur Energieleitung über zwei verstimmte Einzelkreise oder Bandfilterkopplung.

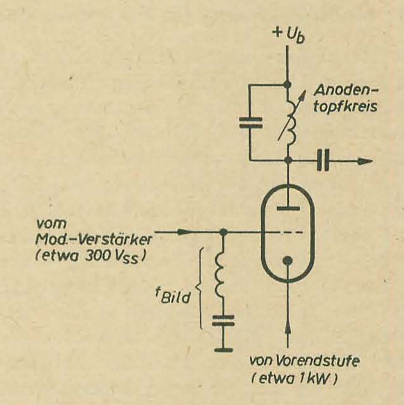


Bild 2: Prinzipschaltung einer modulierten Endstufe

Eine Modulation in der Vorendstufe würde zwar im Modulationsverstärker weniger Aufwand (kleinerer Pegel) erfordern und der Sender könnte bei Ausfall der Endstufe mit verminderter Leistung aus der Vorendstufe weiter betrieben werden, doch hätte diese

[1]) Das BAS-Signal setzt sich zusammen aus: Bildinhalt, Austastimpulsen, Synchronimpulsen.

[2]) Gilt nur für Band-III-Sender. Beim Band-I-Fernsehsender können Schwingkreise noch aus konzentrierten Bauelementen realisiert werden.

AFY 10	f_{oszmax} =	600 MHz
AFY 11	f_{oszmax} =	750 MHz
AF 106	f_{oszmax} =	1000 MHz
AFY 12	f_{oszmax} =	1000 MHz
V 120	f_{oszmax} =	1500 MHz

angegeben.

(Der Buchstabe A bezeichnet einen Germaniumtransistor, der zweite Buchstabe F einen Hochfrequenztransistor, der dritte Buchstabe Y informiert über die kommerzielle Verwendbarkeit des Transistors.)

Zusammenfassung

Obwohl die Messe in Poznan in ihrer Ausdehnung der von Leipzig keinesfalls entspricht, sind sich alle Besucher darüber einig, daß ein Besuch dieser Messe äußerst aufschlußreich und eine Fahrt nach Poznan also in jedem Fall lohnend ist. *Taudt*

Lösung entschieden Nachteile. Bei Vorendstufenmodulation werden auch an den Anodenschwingkreis der Vorendstufe zusätzliche Anforderungen in bezug auf Bandbreite gestellt. Da der Kreis grundsätzlich breiter sein muß als bei reiner Trägerfrequenzverstärkung, ist auch die Verstärkung der Stufe bzw. die Ausgangsleistung geringer. Schließlich müssen an die Linearität der Endstufe (bei Vorstufenmodulation) gewisse Ansprüche gestellt werden. Ein C-Betrieb ist nicht möglich.

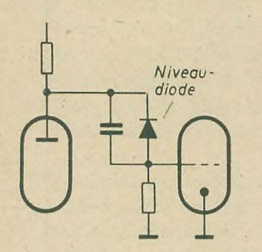


Bild 3: Schwarzpegelhaltung mit sogenannter Niveaudiode (Prinzip)

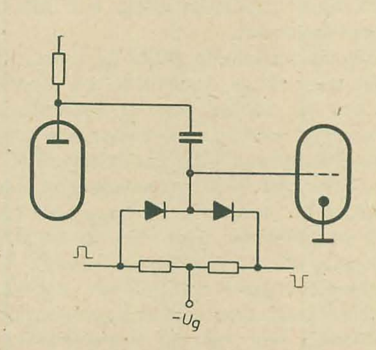


Bild 4: Prinzip der Schwarzpegelhaltung mit Klemmimpulsen

Der Modulationsweg im Fernsehsender

Das über Kabel- oder Richtfunkstrecken an den Sender gelangende BAS-Signal hat einen geringen Pegel. Für seine Verstärkung sind gleichstromgekoppelte Röhrenstufen denkbar. Diese Technik wurde, speziell in den ersten Jahren des Fernsehens, ausschließlich angewendet. Da mit Rücksicht auf die hohe obere Grenzfrequenz die Außenwiderstände — und damit die Verstärkung — der einzelnen Stufen niedrig gehalten werden, sind viele aufeinanderfolgende Stufen notwendig. Hierbei wirkt sich das Driften der ersten Verstärkerstufen auch bei Stabilisierung der Speisespannungen störend aus. Außerdem treten spezielle Isolationsprobleme auf, die mit wachsender Stufenzahl kritischer werden. Man greift deshalb auf das aus der Empfängertechnik bekannte Prinzip der Pegelhaltung zurück [3], [4]. Die auf der Empfängerseite angewandte Technik der Schwarzwertsteuerung durch Niveaudiode (Bild 3) ist allerdings senderseitig nicht bzw. nur bei Ausfall der Klemmimpulse zu finden. Das auf der Senderseite angewandte Prinzip sieht etwa folgendermaßen aus (Bild 4):

In die Austastlücke (rechte Schwarzschulter) des BAS-Signals wird ein Impuls eingetastet (Klemm- oder Clamping-Impuls) [5]. Die Klemmimpulse öffnen die sogenannte Klemm- oder Schwarzsteuerdioden. Die Impulsamplitude schafft ein Bezugspotential, das dem Pegel beim Schwarzwert entspricht. Hält man die Gittervorspannungen der Verstärkerstufen auf diesem Bezugspotential fest, so wird auch die Grundhelligkeitsinformation übertragen. Die Stufen können dann in der üblichen RC-Bauweise ausgeführt sein, ein Driften wie beim gleichspannungsgekoppelten Verstärker ist nicht zu befürchten.

Die erforderlichen Klemmimpulse können ohne großen Aufwand im Modulationsteil des Senders erzeugt werden. Um jedoch auch bei Ausfall der Klemmimpulse (Gerätestörung) einen Notbetrieb aufrecht erhalten zu können, ist meist ein Umschalten auf Niveaudioden-Pegelhaltung vorgesehen.

Die „Aufbereitung" des BAS-Signals ist notwendig, um gewisse Fehler im Sender und im Übertragungsweg Studio-Sender auszugleichen. Hierzu gehören:

a) die Impulsregeneration
b) die Gradationsentzerrung
c) die Gruppenlaufzeitentzerrung

Die Impulsregeneration ist für die Empfangsseite äußerst wichtig. Besonders bei langen Übertragungsstrecken kommen die Synchronimpulse „verschliffen" am Sender an. Ihre Form entspricht nicht mehr den Anforderungen der Fernsehnorm. Je nach dem angewandten Synchronisierprinzip fällt der Gleichlauf auf der Empfangsseite zeitweise oder dauernd aus, das Bild „fällt zusammen". Aus diesem Grunde werden die Impulse regeneriert, indem man sie wiederholt begrenzt und die Flanken versteilert (das Mittelstück herausschneidet und verstärkt). Danach fügt man sie normgerecht wieder dem Videogemisch zu und moduliert sie dem Sender auf.

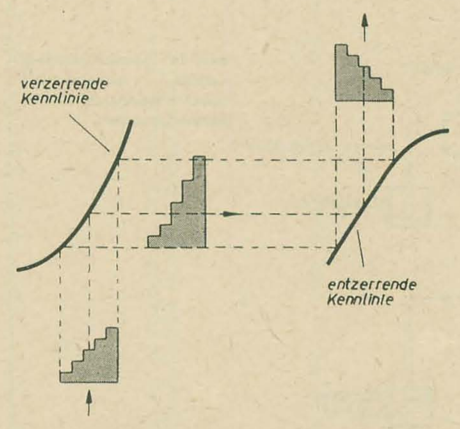


Bild 5: Das Entstehen und die Entzerrung von Gradationsverzerrungen

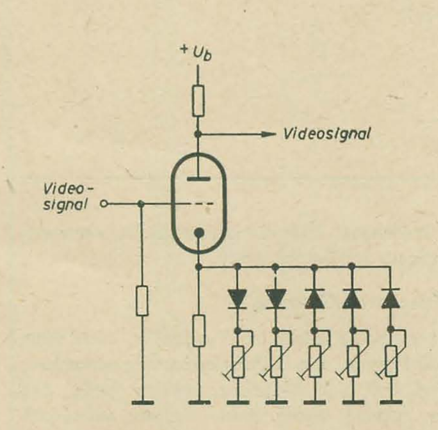


Bild 6: Dioden-Widerstands-Netzwerk zur einstellbaren Gradationsentzerrung

Tabelle: Das Fernsehsendernetz der Deutschen Demokratischen Republik

Standort	Kanal	Bildträgerfrequenz	Tonträgerfrequenz
Helpterberg	3	55,25 MHz	60,75 MHz
Calau	4	62,25 MHz	67,75 MHz
Berlin	5	175,25 MHz	180,75 MHz
Inselsberg	5	175,25 MHz	180,75 MHz
Görlitz	6	182,25 MHz	187,75 MHz
Brocken	6	182,25 MHz	187,75 MHz
Marlow	8	196,25 MHz	201,75 MHz
Karl-Marx-Stadt	8	196,25 MHz	201,75 MHz
Leipzig	9	203,25 MHz	208,75 MHz
Dresden	10	210,25 MHz	215,75 MHz
Schwerin	11	217,25 MHz	222,75 MHz

sowie etwa 30 Fernsehfrequenzumsetzer geringer Leistung in den Kanälen des Bandes III und einige Versuchssender im Band IV/V.

Durch Kennlinienkrümmungen im Modulationsverstärker, besonders aber im Sender, tritt eine sogenannte Gradationsverzerrung ein (Bild 5). Die Abstufung der einzelnen Grauwerte wird dann nicht mehr korrekt wiedergegeben. Bis zu einem gewissen Grade können diese Verzerrungen kompensiert werden, indem man das verzerrte Signal einem zweiten Vierpol mit entgegengesetzt gekrümmter Kennlinie zuführt. In der Praxis ist die entzerrende Kennlinie nicht ein einfaches Parabelstück, wie im Bild 5 gezeigt, sondern hat einen komplizierten Kurvenverlauf. Im Modulationsverstärker ist deshalb eine Stufe vorgesehen, deren Kennlinie mit Hilfe eines Dioden-Widerstandsnetzwerkes willkürlich verformt werden kann (Bild 6). Die Einstellung des Entzerrernetzwerkes muß anhand der Grautreppe im Testbild erfolgen, Entzerrungen nach Bildern während des Programms sind immer subjektiv. Außerdem können während des Programmablaufes kurzzeitige Fehler im Studio auftreten, die natürlich am Sender nicht entzerrt werden können.

Schließlich wird am Sender die Gruppenlaufzeit des Videosignals entzerrt. Bei der Übertragung des Bildsignals vom Studio bis zur Sendeantenne treten Gruppenlaufzeitfehler („Phasenfehler") auf, besonders im Filterplexer. Phasenfehler äußern sich im Fernsehbild speziell bei Schwarz-Weiß-Sprüngen („Fahnen" usw.). Abhilfe schafft eine entsprechende Vorverzerrung der Gruppenlauf-

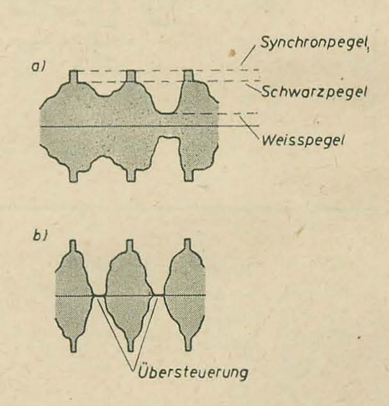


Bild 7: Das Übersteuern der Weißwerte führt bei Negativmodulation und fehlender Begrenzung zum periodischen Verschwinden des Trägers (Übermodulation) a) normale Aussteuerung b) Übersteuerung (ohne Begrenzung)

zeit. Das entsprechende Filter wird im allgemeinen am Aufstellungsort des Fernsehsenders fest abgestimmt.
Ebenso wie bei manchen amplitudenmodulierten Rundfunksendern ist im Fernsehsender ein Übersteuerungsschutz durch Begrenzung der Modulationsamplitude vorgesehen. Da der Schwarzpegel (durch die Pegelhaltung) festliegt, können sich Übersteuerungen im Studio nur bei den Weißwerten des Bildes auswirken (die Gefahr des Übersteuerns ist im Fernsehstudio prinzipiell größer als im Hörrundfunkstudio). Man nennt deshalb die Begrenzung der Modulationsspannung im Sender „Weißwert-Begrenzung" und die optische Anzeige einer Übersteuerung „Weißer-als-weiß-Anzeige". Eine Übersteuerung des Weißwertes würde am Senderausgang zum periodischen Verschwinden des Bildträgers führen (Bild 7). Dies bewirkt u. a. beim Intercarrierfernsehempfänger, daß während des Verschwindens des Bildträgers kein Zwischenträger gebildet werden kann (Intercarrierbrumm).
Neben dieser Begrenzung ist eine gewisse automatische Verstärkungsregelung vorgesehen, die Pegeleinbrüche in gewissem Maße ausgleicht.
Nach ausreichender Verstärkung — eventuell wird die letzte Stufe des Modulationsverstärkers als Kettenverstärker geschaltet, um die hohe obere Grenzfrequenz zu übertragen — gelangt das BAS-Signal zur Endstufe, wo es dem Träger aufmoduliert wird.

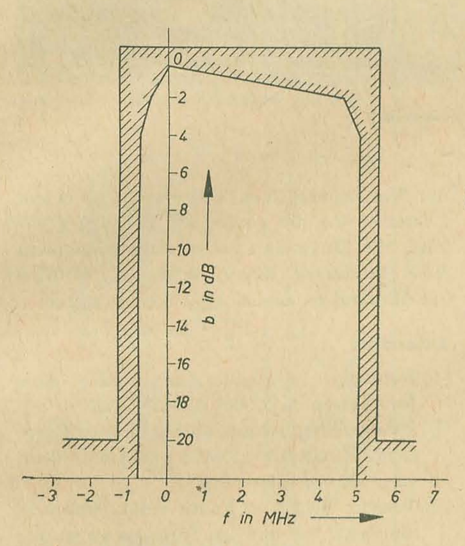


Bild 8: Frequenz-Amplitudencharakteristik des Restseitenbandfilters am Sender mit Toleranzen (entsprechend CCIR)

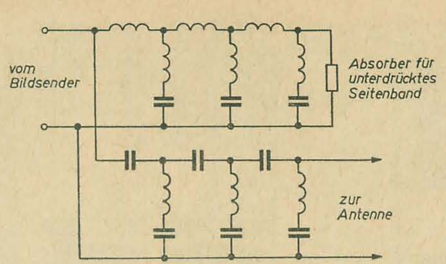


Bild 9: Prinzipschaltung des Restseitenbandfilters

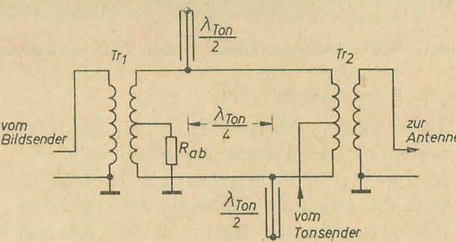
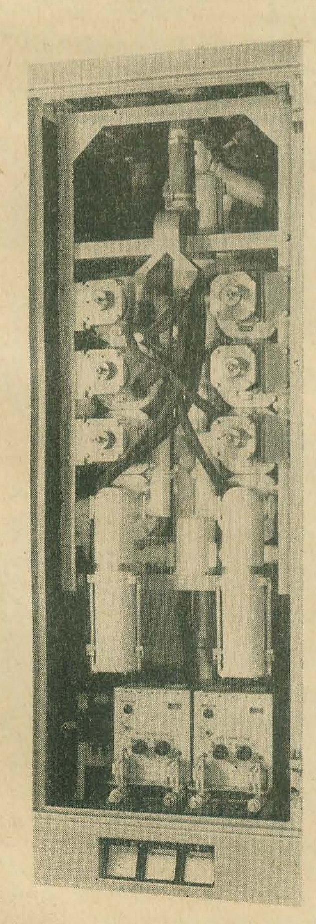
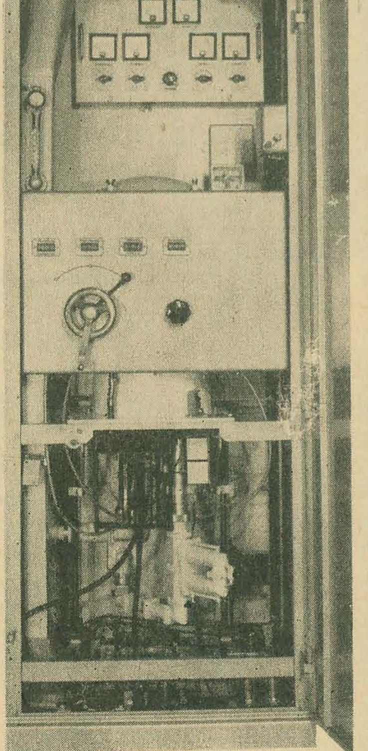


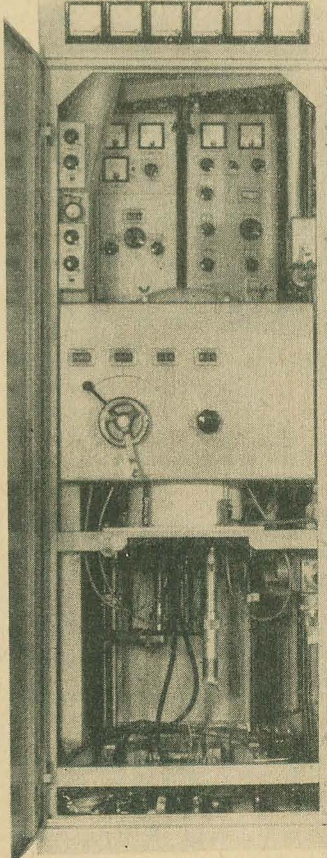
Bild 10: Prinzipschaltung der Bild-Ton-Weiche

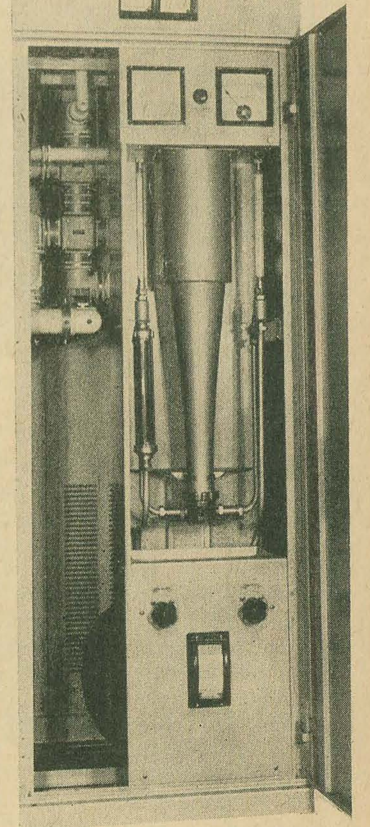
Die Filter im Bildsenderausgang

Schon eingangs wurde erwähnt, daß das höherfrequente Seitenband des Bildsenders entsprechend den Forderungen der Fernsehnorm unterdrückt werden muß. Dies besorgt ein Restseitenbandfilter. Die Frequenzamplitudenkurve mit Toleranzen zeigt Bild 8. Im Bild 9 wird die Prinzipschaltung eines derartigen Filters gezeigt. In einem weiteren Filter, der Bild-Ton-Weiche (Diplexer), werden Bild- und Tonsender der Fernsehsendeanlage zusammengeschaltet. Bild 10 zeigt eine der möglichen Lösungen [6]. Die Tonträgerleistung wird rechts im Bild zwischen der Mittenanzapfung der Übertragerwicklung und Erde eingespeist: Die beiden Stichleitungen


Bild 11: Schrank mit Filterplexer unseres modernen 10-kW-Fernsehsenders (Foto: VEB Funkwerk Köpenick)


Bild 12: Vervielfacherstufen, 250-W- und 2-kW-Stufe des Bildsenders beim 10-kW-Fernsehsender (Foto: VEB Funkwerk Köpenick)


Bild 13: 10-kW-Endstufe (Bild) und Video-Mod.-Verstärker (Foto: VEB Funkwerk Köpenick)


Bild 14: Kunstantenne (Absorber) des 10-kW-Fernsehsenders (Foto: VEB Funkwerk Köpenick)

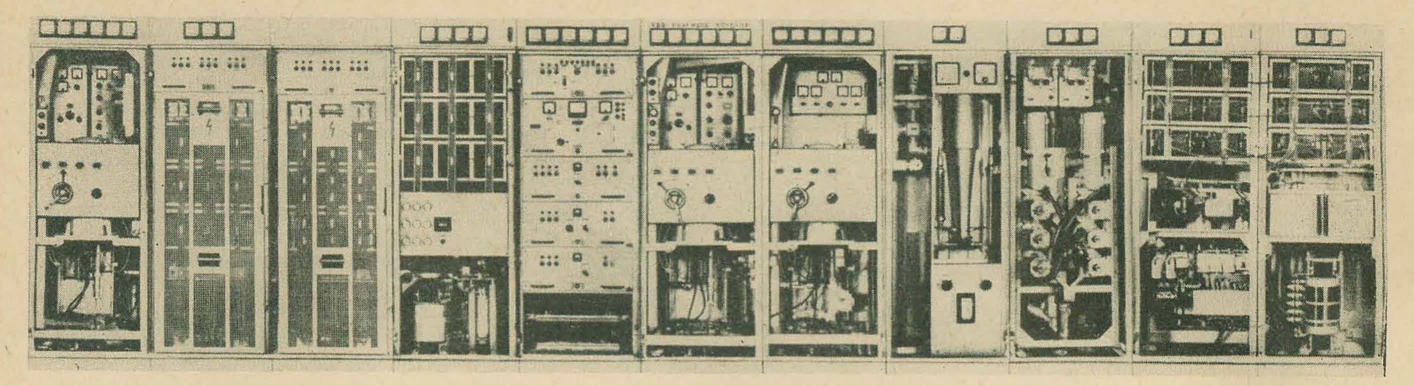


Bild 15: Gesamtansicht des 10/2-W-Fernsehtypensenders mit entfernten Türen (Foto: VEB Funkwerk Köpenick)

sind auf die Tonträgerfrequenz abgestimmt. Die Tonträgerleistung wird an ihnen reflektiert und gelangt über den Übertrager in die Antenne. Ein kleiner Teil der Tonträgerleistung gelangt (wegen der endlichen Güte der Stichleitungen) zum Übertrager Tr_1. Da sie an beiden Enden der Übertragerwicklung gleichphasig ankommt, kann keine Spannung induziert werden, die Leistung wird im Absorberwiderstand R_{ab} in Wärme umgesetzt.

Die Bildträgerleistung wird über Tr_1 symmetrisch in die Brücke eingekoppelt. Die Mitte der Übertragerwicklungen von Tr_2 führt keine

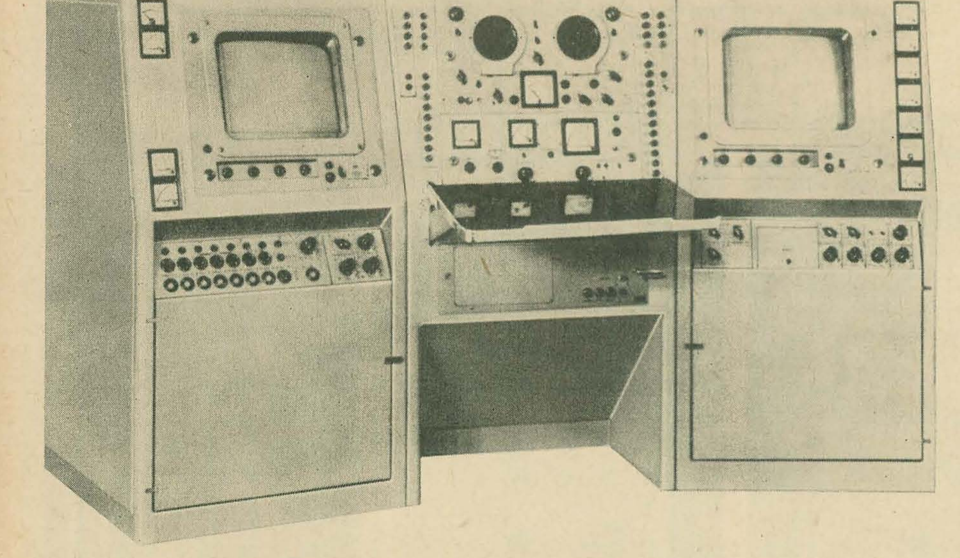


Bild 16: Steuerpult des genannten Senders (Foto: VEB Funkwerk Köpenick)

Spannung, es kann deshalb keine Bildträgerleistung in den Tonsender gelangen. Die Bildträgerleistung wird über Tr_2 zur Antenne geleitet. Die auf die Tonträgerfrequenz abgestimmten Stichleitungen bedeuten für die höheren Seitenbandfrequenzen einen nicht zu vernachlässigenden Blindwiderstand, ein Teil der Bildsenderleistung wird an ihnen reflektiert und in R_{ab} vernichtet.

Es leuchtet ein, daß ein schädlicher Einfluß der Stichleitungen um so geringer ist, je höher die Güte der Stichleitungen liegt. Die Forderung nach hoher Kreisgüte, um Verluste und Gruppenlaufzeitverzerrung gering zu halten, besteht grundsätzlich für alle Restseitenbandfilter und Bild-Ton-Weichen.

In der heutigen Fernsehsenderpraxis kombiniert man beide Filter zu einem einzigen (dem sogenannten Filterplexer), das natürlich wesentlich komplizierter aufgebaut ist als die hier gezeigten Prinzipschaltungen. Bild 11 zeigt die Ansicht des Filterplexers im Fernsehtypensender des VEB Funkwerk Köpenick.

Die Bilder 12 (Vervielfacherstufen, 250-W- und 2-kW-Stufe), 13 (10-kW-Endstufe und Mod.-verstärker) und 14 (Kunstantenne) geben weitere Einzelheiten des genannten Senders wieder. Bild 15 zeigt die Gesamtansicht der Sendergestelle, während im Bild 16 das Steuerpult für den 10-kW-Fernsehsender zu sehen ist.

Derartige Anlagen sind bereits mit Erfolg zur Fernsehversorgung unserer Republik eingesetzt. Besonders wichtig ist, daß sie mit dazu beitrugen, die DDR von den in den ersten Fernsehjahren getätigten Importen von Band-III-Fernsehsendern unabhängig zu machen.

Zusammenfassung

Anhand eines Blockschaltbildes wurde der prinzipielle Aufbau eines modernen Fernsehsenders erläutert und auf einige technisch interessante Einzelheiten (Schwarzpegelhaltung, Modulationsregenerierung, Bild-Ton-Weiche) etwas näher eingegangen. Mit diesem Beitrag schließt die Artikelreihe über Meterwellensender ab.

Der Verfasser dankt der Ingenieurschule für Post- und Fernmeldewesen (Leipzig), die mit der Verwendung von Unterlagen zu einem Lehrbrief für die genannten Beiträge großzügig ihr Einverständnis erklärte, sowie dem VEB Funkwerk Köpenick, das Fotografien zur Illustration dieser Artikelreihe freigab.

Literatur

[1] Dobesch: Fernsehnormen; radio und fernsehen 14 (1960) S. 447 ··· 449

[2] Streng: Frequenzmodulierte Hörrundfunksender („UKW“); radio und fernsehen 16 (1962) S. 494 ··· 498

[3] Taeger: Lehrgang Funktechnik (Fernsehrundfunk) 20. und 21. Fortsetzung; radio und fernsehen 24 (1955) S. 761 ··· 764 und 2 (1956) S. 59 ··· 62

[4] Lennartz: Fernsehempfänger; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1960

[5] Münchner Tagung 1954, Kurzbericht über die gehaltenen Vorträge; NWDR Technische Hausmitteilungen 1954 S. 151 bis 177

[6] Philips Telecommunication Review 3 (1959) S. 89 ··· 138

Ein Universalfernsehservicegerät in Bausteinweise I

NORBERT PUDOLLEK

Bauanleitung für den Oszillografenbaustein Teil 1

Universalmeß- und -prüfgeräte haben den Vorteil, geringere Abmessungen zu besitzen als eine Reihe von Spezialgeräten, die zur Lösung der gleichen Meßaufgaben notwendig sind. Durch sinnvolle Kombination der Schaltung läßt sich mit weniger Aufwand ein recht beachtlicher Anwendungsbereich erreichen. Die Teilgeräte können aus einem einzigen Netzteil gespeist werden. Während das Universalgerät wegen seiner Vielseitigkeit und den geringen Abmessungen besonders für Arbeiten außer Haus geeignet erscheint, kann mit einem Spezialgerät durch einen besonders günstigen Aufbau möglicherweise an Meßgenauigkeit gewonnen werden.
Bei dem im folgenden beschriebenen Servicegerät wurde zwischen Aufwand und erreichbarer Genauigkeit ein Mittel gezogen, wobei jedoch die Genauigkeit für die meisten Fälle der Praxis ausreichen dürfte. Bei der Auswahl der Meß- und Prüfschaltungen wurde davon ausgegangen, möglichst alle Stufen eines Fernsehempfängers funktionsmäßig zu erfassen. Darüber hinaus bieten sich für das Universalgerät umfangreiche Anwendungsmöglichkeiten in der HF- und NF-Technik.
Durch die Bausteinweise soll der Nachbau dieses Gerätes erleichtert werden. Jeder der vier Bausteine kann vollkommen für sich aufgebaut und abgeglichen werden. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, einzelne Baustufen als getrenntes Meß- und Prüfgerät zu betreiben. Die Bausteine werden in vier getrennten Bauanleitungen beschrieben.

Allgemeines

Das Fernsehservicegerät Bild 1 enthält einen recht leistungsfähigen Elektronenstrahloszillografen mit einem Bildschirm von 7 cm Durchmesser. Mit ihm lassen sich beliebige Spannungsformen mit einer Übertragungsgüte, die einer Bandbreite von 5 MHz entspricht, wiedergeben. Die angezeigte Spannung kann mit der eingebauten Eichspannungsquelle ausgemessen werden. Der Kippgenerator ist wie bei den industriell gefertigten Oszillografen auch hier wahlweise aus dem Meßverstärker, dem Netz oder über eine Eingangsbuchse fremd synchronisierbar. Die Synchronisation ist stetig regelbar, ebenso die Amplitude der Zeitachse.

Für den Abgleich und die Kontrolle von Übertragungskurven ist ein Wobbelgenerator vorgesehen, dessen Ausgangsspannung einen maximalen Frequenzhub von 20 MHz durchläuft. Die Mittenfrequenz des Wobblers reicht von der Tonzwischenfrequenz bis in den höchsten Kanal des Fernsehbandes III. Die Auswertung der Durchlaßkurven kann mit einem weiteren HF-Generator, der den gesamten Frequenzbereich des Wobblers überstreicht, vorgenommen werden. Dieser HF-Prüfgenerator erzeugt auf der Durchlaßkurve Meßmarken. Weiterhin ist ein umschaltbarer Quarzoszillator eingebaut, der zusätzliche Frequenzmarken im Abstand von 1 MHz bzw. 5,5 MHz erzeugt. Durch die im Quarzoszillator entstehenden Oberwellen ergibt sich die Möglichkeit, die Frequenz des Prüfgenerators ständig kontrollieren zu können. Damit wird die notwendige Frequenzgenauigkeit der HF-Generatoren erreicht. Der Prüfgenerator kann mit diesen Quarzfrequenzen oder wahlweise auch mit einer Tonfrequenz von 1000 Hz bzw. mit der Impulsspannung des Kippgerätes amplitudenmoduliert werden. Auf diese Weise kann mit der Kippspannung auf dem Bildschirm des Fernsehempfängers ein horizontales oder vertikales Balkenmuster erzeugt werden. Dieses Balkenmuster eignet sich u. a. zur Überprüfung der Bildgeometrie. Weiterhin läßt sich der Prüfgenerator über eine Buchse mit einer Videospannung bis 5 MHz fremdmodulieren.

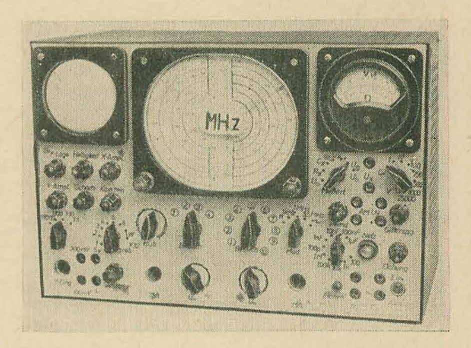


Bild 1: Ansicht des Fernsehservicegerätes

Um die Betriebsspannungen der Empfängerröhren kontrollieren zu können, ist im Servicegerät ein Gleichspannungsmeßgerät eingebaut. Mit Hilfe eines Tastkopfes ist es auch

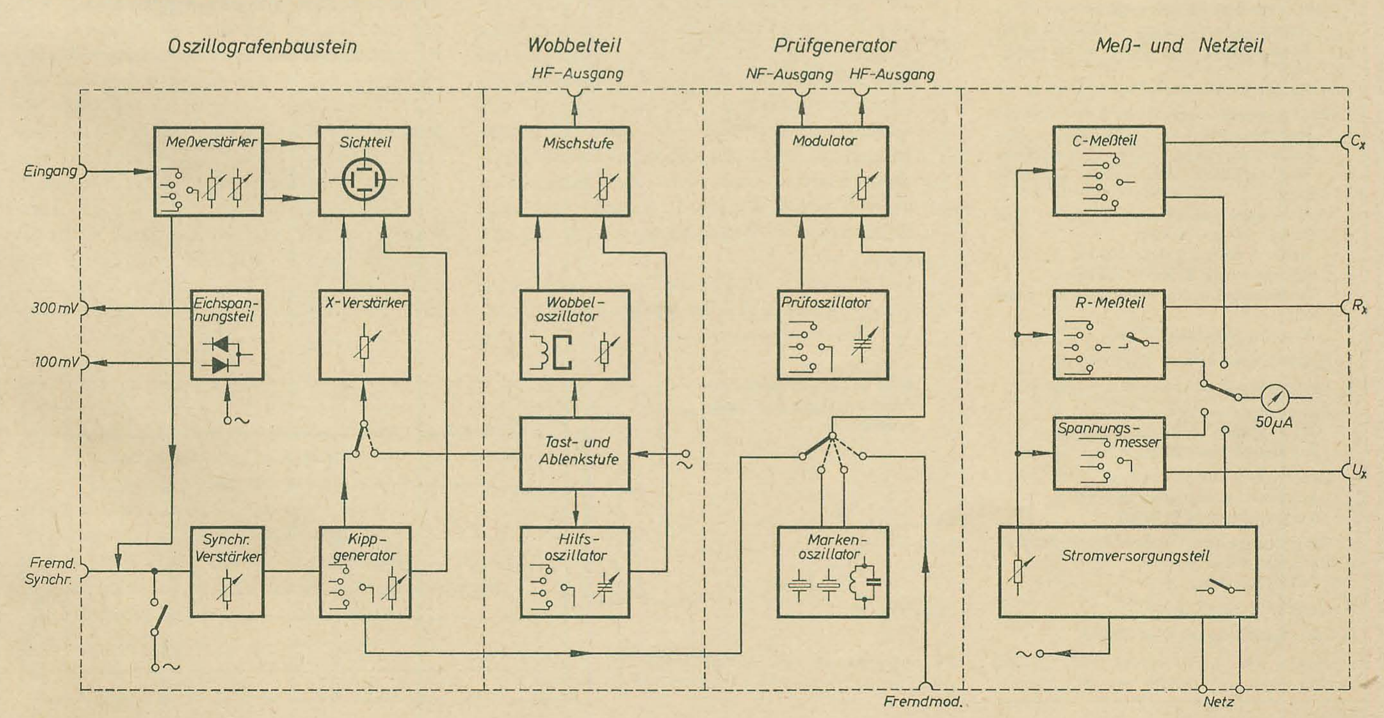


Bild 2: Blockschaltbild des gesamten Gerätes

für Hochspannungsmessungen bis zu 25 kV verwendbar. Die Überprüfung von Bauelementen kann mit dem eingebauten direktanzeigenden Kapazitäts- und Widerstandsmesser vorgenommen werden.

Da die modernen Fernsehempfänger durchweg mit getasteten Regelspannungsschaltungen versehen sind, wird es notwendig sein, beim Aufnehmen von Durchlaßkurven eine fremde Gittervorspannung zuzuführen. Diese wird ebenfalls im Servicegerät erzeugt. Die Gleichspannung ist kontinuierlich von 0 ··· 10 V regelbar und kann mit dem eingebauten Instrument kontrolliert werden.

Die elektrischen Eigenschaften des Universalfernsehservicegerätes sind in Tabelle 1 aufgeführt.

Das Blockschaltbild im Bild 2 vermittelt einen Einblick in den Aufbau des gesamten Servicegerätes. Es zeigt die Mehrfachausnutzung verschiedener Geräteteile.

Tabelle 1: Technische Daten des Gerätes

Oszillografenbaustein:
Bildrohr 7 cm, symmetrische Ablenkung
Meßverstärker:
3 Hz 5 MHz bei 3 dB Bandgrenze
Überschwingen < 3%
Spannungsteiler grob in vier Stufen, fein 1 : 30
Eingangswiderstand 2 MΩ
Eingangskapazität 18 pF
Ablenkempfindlichkeit 7 mV_{eff}/cm (Normalbetrieb)
3,5 mV_{eff}/cm (Wobbelbetrieb)
max. Eingangsspannung 250 V_{eff} (ohne Tastkopf)
Kippgenerator:
Ablenkfrequenz 23 Hz ··· 100 kHz
Frequenzregelung grob in 7 Stufen, fein 1 : 5,5
Kippamplitude > 80 mm, regelbar 1 : 5
Synchronisation: umschaltbar — eigen, netz oder fremd
Synchronisationsspannungsbedarf 0,4 V_{ss}
Eichspannung: abgekappter Sinus, 100 mV und 300 mV
Wobbelbaustein:
Frequenzbereich 2 ··· 230 MHz
Frequenzregelung grob in 4 Bereichen
Frequenzhub 50 kHz ··· 20 MHz
Amplitudenmodulation < 1%/MHz Hub
Ausgangsspannung kontinuierlich regelbar
Ausgangswiderstand 75 Ω
Prüfgeneratorbaustein:
Frequenzbereich 5,2 ··· 230 MHz
Frequenzregelung grob in 10 Bereichen
Frequenzgenauigkeit durch Quarzvergeich
Amplitudenmodulation —
fremd: 50 Hz ··· 5 MHz
eigen: 1 MHz, 5,5 MHz, 100 Hz
Kippspannung 23 Hz ··· 100 kHz
Ausgangsspannung kontinuierlich regelbar
Ausgangswiderstand 75 Ω
Kapazitätsmesser: 10 pF ··· 1 μF
Widerstandsmesser: 10 Ω ··· 20 MΩ
Spannungsmesser:
0,1 V ··· 25 kV in 8 Meßbereichen, Innenwiderstand 20 kΩ/V
Gleichspannungsquelle:
kontinuierlich regelbar 0 ··· 10 V
Innenwiderstand ≤ 10 kΩ
Abmessungen des vollständigen Fernsehservicegerätes in mm:
340 × 230 × 210
Gewicht: etwa 11 kp
Leistungsaufnahme: etwa 100 VA

Oszillografenbaustein

Ein Elektronenstrahloszillograf ist für das erfolgreiche Arbeiten an Fernsehgeräten unentbehrlich. Speziell für Untersuchungen an Synchronisier- und Ablenkstufen gibt es keine andere Möglichkeit, die Impulsspannungen zu verfolgen. Dabei werden selbstverständlich an den zu verwendenden Oszillografen gewisse Mindestforderungen gestellt, die der Oszillograf des Servicegerätes bei sorgfältigem Aufbau jederzeit erfüllen kann.

Bild 3 zeigt die Ansicht des vollständigen Oszillografenbausteines. Zunächst müssen alle am Fernsehempfänger auftretenden Spannungsformen möglichst unverfälscht wiedergegeben werden, was sich durch einen entsprechenden Amplituden-Frequenzgang des

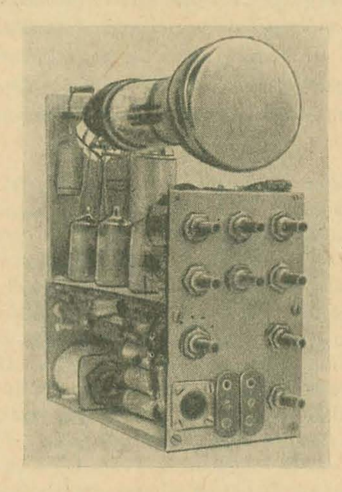


Bild 3: Vollständiger Oszillografenbaustein

Meßverstärkers erreichen läßt. Weiterhin darf der Oszillograf das Meßobjekt nur geringfügig belasten, damit nicht schon dadurch an den hochohmigen Meßpunkten im Fernsehempfänger eine Verfälschung des Spannungsverlaufes entsteht. Der Eingangswiderstand des Oszillografen ist von der Schalt- und Röhrenkapazität der ersten Stufe abhängig, die sich nicht beliebig vermindern läßt.

Der Eingangswiderstand kann nur beim Verwenden eines Tastkopfes mit Spannungsteiler vergrößert werden. Der Eingangswiderstand läßt sich dann praktisch mit Teilerverhältnis „hochtransformieren". So erhält man für den Oszillografenbaustein, der einen Eingangswiderstand von 2 MΩ mit 18 pF Parallelkapazität besitzt, nach dem Zwischenschalten eines Teilertastkopfes 1 : 10 nur noch eine Belastung des Meßobjektes mit 20 MΩ und etwa 7 pF.

Bei derartigen Spannungsteilern muß dafür gesorgt werden, daß die Meßspannung unverfälscht bleibt, d. h., die Spannungsteilung soll frequenzunabhängig sein. Das ist immer dann der Fall, wenn die kapazitiven und ohmschen Widerstände im gleichen Verhältnis stehen und somit die nachstehende Bedingung erfüllen:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{C_2}{C_1}$$

Bild 4a zeigt einen Spannungsteiler, der im Bild 4b als Teilertastkopf ausgeführt ist. C_1 ist abgleichbar, damit das richtige Kapazitätsverhältnis gegenüber den Röhren- und Schaltkapazitäten eingestellt werden kann. Einem beliebig hohen Spannungsteiler steht der damit verbundene Spannungsverlust entgegen. Nicht zuletzt deshalb sollte der Meßverstärker einen genügend hohen Verstärkungsfaktor besitzen.

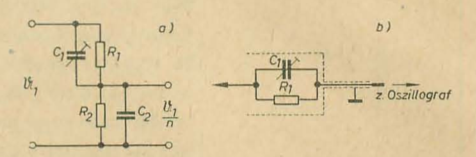


Bild 4: a) Vergrößerung des Eingangswiderstandes durch Spannungsteilung, b) praktische Anwendung des Teilers als Tastkopf

Meßverstärker

Der Meßverstärker des Servicegerätes besteht aus sechs Trioden in normaler Katodenbasisschaltung. Den Stromlaufplan des Oszillografen einschließlich Meßverstärker zeigt Bild 5.

Vor dem Eingang der ersten Verstärkerstufe befindet sich ein umschaltbarer Spannungsteiler. Damit wird eine Übersteuerung des Verstärkers vermieden. Für die Spannungsteilung werden dem Gitter der ersten Triode ($Rö_{1I}$) RC-Glieder parallelgeschaltet. Der Eingangsspannungsteiler mit S_1 gestattet ein Umschalten in vier Stufen, 1 : 1, 1 : 10, 1 : 100 und 1 : 1000. Die Eingangsröhre erhält über ein zweifaches Siebglied und R_7 die Anodenspannung. Der Arbeitswiderstand setzt sich aus der Parallelschaltung von R_7 und C_{10} mit P_1 zusammen, da P_1 wegen seiner Niederohmigkeit mit in den Arbeitswiderstand eingeht. P_1 ist der Feinregler für die Höhe der Meßspannung. Bei dieser Ausführung des Verstärkungsreglers wird der Frequenzgang hinsichtlich der tiefen Frequenzen verbessert. Für höhere Frequenzen wirkt C_{10} als Kurzschluß, und der Arbeitswiderstand entspricht dann praktisch P_1. Mit kleiner werdender Frequenz wird an C_{10} die Spannungsteilung wirksam. Da aber gleichzeitig der Arbeitswider-

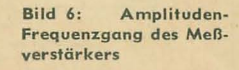
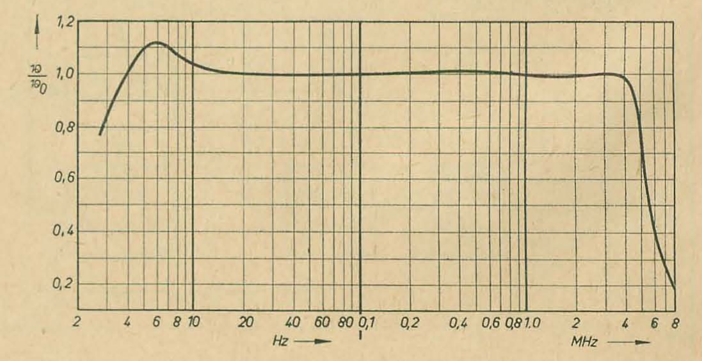
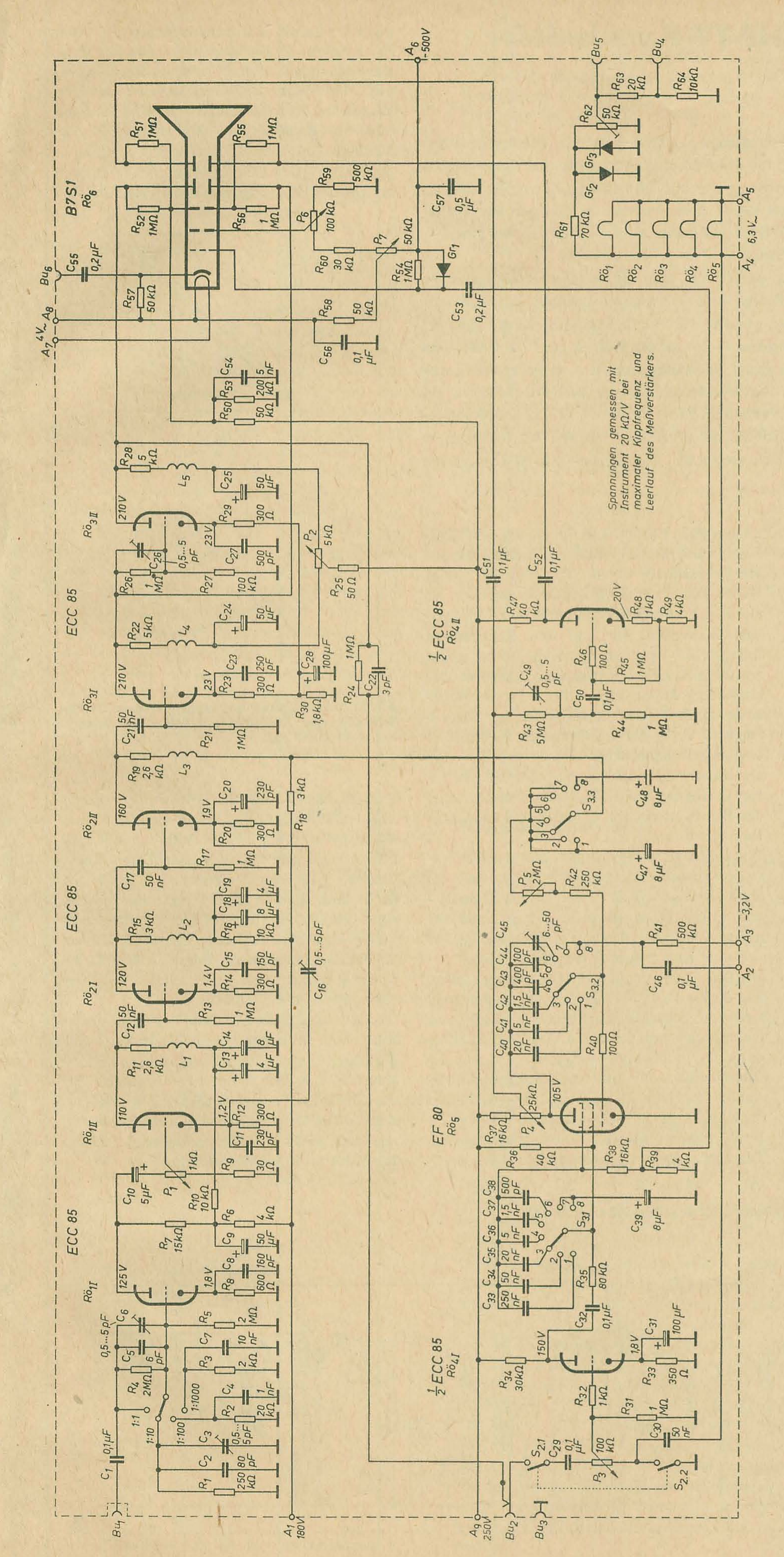


Bild 6: Amplituden-Frequenzgang des Meßverstärkers





◀ **Bild 5: Schaltung des Oszillografenbausteines**

stand anwächst, erhöht sich die Verstärkung, so daß die Spannungsteilung kompensiert wird.

Die Anordnung des Verstärkungsreglers gewährleistet ein ruhig stehendes Oszillogramm, was nicht mehr der Fall wäre, wenn P_1 als Anodenwiderstand dient und das Gitter der nächsten Stufe über einen Koppelkondensator angeschlossen ist.

Die Gittervorspannung der Eingangsröhre wird automatisch am Katodenwiderstand, der gleichzeitig zur Linearisierung des Frequenzganges benutzt wird, erzeugt. Die weiteren Vorverstärkerstufen besitzen Außenwiderstände von 2,6 ··· 3 kΩ. Der Verstärkungsabfall bei den höheren Frequenzen, bedingt durch Schalt- und Röhrenkapazitäten, wird durch Kompensationsspulen in den Anodenleitungen ausgeglichen. Die Induktivitätswerte sind so bemessen, daß das Überschwingen des Verstärkers 3% nicht überschreitet. Dadurch wird die Anhebung nicht ausreichend. Eine weitere Anhebung macht sich daher erforderlich. Die hohen Frequenzen werden daher durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung in den Katodenzweigen sämtlicher Verstärkerstufen noch zusätzlich angehoben.

Der Arbeitswiderstand der vierten Verstärkerstufe mit $Rö_{2II}$ ist umschaltbar. In einer bestimmten Einstellung des Kippfrequenzumschalters S_3 läßt sich die Verstärkung um den Faktor 2 vergrößern. Dieser Bereich ist zum Abbilden von Resonanzkurven an stark gedämpften Einzelkreisen oder Filtern ohne eigenen Röhrenverstärker vorgesehen. Zwar verringert sich dann die Bandbreite, doch bleibt sie für Wobbelzwecke ausreichend.

Der Verstärkungsabfall der tiefen Frequenzen an den Koppelkondensatoren wird durch eine RC-Kompensation in den Anodenleitungen der Vorverstärkerröhren vermindert. Dadurch läßt sich mit verhältnismäßig kleinen Koppelkondensatoren ein guter Frequenzgang erzielen. Die von den Kondensatoren $C_{13,14}$, $C_{18,19}$ und $C_{47,48}$ überbrückten Vorwiderstände werden bei niedrigen Frequenzen als zusätzliche Arbeitswiderstände wirksam und heben die Verstärkung entsprechend an.

Die Endstufe des Meßverstärkers besteht aus einer ECC 85 in Gegentaktschaltung. Dadurch wird der bekannte Trapezfehler vermieden. Die Meßplatten der Elektronenstrahlröhre sind direkt mit den Anoden der Endstufe verbunden. Für die vertikale Verschiebung des Oszillogrammes, die beim Ausmessen der Spannung sehr nützlich ist, wird ein Regelwiderstand, der mit C_{24} und C_{25} wechselstrommäßig überbrückt ist, in die Anodenleitungen geschaltet. Die Röhren der Gegentaktendstufe sind hintereinander geschaltet, so daß eine zusätzliche Phasenumkehrröhre nicht benötigt wird. Der Spannungsteiler R_{27}, R_{26} mit C_{26} ist so bemessen, daß der zweiten Endröhre ($Rö_{3II}$) die gleiche Gitterwechselspannung wie $Rö_{3I}$ zugeführt wird. C_{26} ist abgleichbar und erfüllt mit der Eingangskapazität der Röhre die Spannungsteilerbedingung. Die Endröhren erhalten über den gemeinsamen Katodenwiderstand R_{30} und die Gegenkopplungswiderstände R_{23} und R_{29} die notwendige Gittervorspannung.

Der Meßverstärker besitzt eine Amplituden-Frequenzcharakteristik nach Bild 6.

Der transistorisierte VHF-TV-Kanalwähler

ALBERT TEWES

Bei der Transistorisierung von TV-Empfängern scheint man den entgegengesetzten Weg wie bei der Transistorisierung von Rundfunkgeräten zu gehen. Bei diesen begann man damit, die NF-Stufen mit Transistoren statt mit Röhren zu bestücken; die HF- und ZF-Stufen enthielten zunächst noch Röhren. Erst, nachdem es gelungen war, Transistoren für Frequenzen bis etwa 1 MHz zu entwickeln, wurde — sehr zögernd zuerst — der Rundfunkempfänger in allen Stufen mit Transistoren bestückt.

Beim TV-Empfänger geht man jetzt anders vor. Man könnte selbstverständlich ohne weiteres im gesamten Tonteil die Röhren durch Transistoren ersetzen. Das wird auch teilweise in Westdeutschland schon gemacht (Grundig). Den Entwicklern scheint es aber viel verlockender, die Kanalwähler — sowohl für VHF als auch für UHF — zu transistorisieren, weil hierbei die guten Rauscheigenschaften moderner HF-Transistoren ausgenutzt werden können. Von der Bestückung des UHF-Kanalwählers mit Mesa-Transistoren wurde bereits in radio und fernsehen 16 (1962) S. 500 berichtet, die heutige Betrachtung soll sich mit der Ausrüstung des VHF-Kanalwählers im TV-Empfänger mit normalen, diffusionslegierten Germanium- pnp-HF-Transistoren beschäftigen.

Folgende Forderungen sind es, die an die Transistoren und an die Schaltungsauslegung des VHF-Kanalwählers zu stellen sind:

Bei der mittleren Frequenz von 200 MHz soll die Vorstufe eine möglichst geringe Rauschzahl haben (weniger als 8 kT_0).

Die auf den Vorverstärker folgende Mischstufe soll einen so hohen Verstärkungsbeitrag liefern, daß durch sie die Gesamtrauschzahl kaum vergrößert wird. Das bedeutet, daß die Mischstufe eine Verstärkung von mindestens 12 dB liefern muß.

Die Regelung von Transistor-HF-Stufen macht gewisse Schwierigkeiten. Trotzdem muß verlangt werden, daß bei der benötigten 3-dB-Bandbreite von 10 MHz je Kanal die Durchlaßkurve beim Regelvorgang nicht verändert wird.

Am Antenneneingang darf keine größere Oszillatorspannung als 2 mV auftreten, wenn die Störstrahlungsvorschriften erfüllt sein sollen.

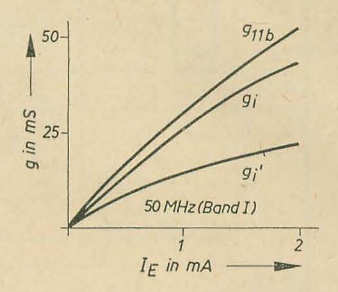
Als weitere Forderungen sei erwähnt, daß die Änderungen des Eingangsscheinleitwertes bei der Regelung klein bleiben müssen, um Reflexionen am Eingang zu vermeiden (Welligkeitsfaktor kleiner als 3); ebenso dürfen zufällige Betriebsspannungsänderungen die Frequenzstabilität nicht ungünstig beeinflussen.

Die gestellten Forderungen lassen sich mit insgesamt drei Transistoren — je einem in der Vorstufe, Mischstufe und Oszillator — einigermaßen gut erfüllen. Die Schaltung des VHF-Kanalwählers mit drei diffusionslegierten HF-Transistoren vom Typ AF 102 zeigt Bild 1. Ein derart aufgebauter Tuner kann für alle Kanäle der Fernsehbänder I und III verwendet werden. Der auf den Kanalwähler folgende ZF-Verstärker, der auch ohne weiteres transistorisiert werden könnte, wird über ein stromgekoppeltes Bandfilter an die Mischstufe angeschlossen. Die Speisespannung beträgt 12 V; in den erfoderlichen Siebmitteln entsteht ein Spannungsverlust von 3 V, so daß am Kanalwähler noch eine Spannung von 9 V zur Verfügung steht. Die Gesamtverstärkung des Tuners ist etwa 24 dB im Kanal 9 bei einer Rauschzahl von 8 dB.

Wie Bild 1 zu entnehmen ist, arbeitet der Vorstufentransistor in Basisschaltung, weil bei dieser Betriebsart das Produkt aus Vorwärts- und Rückwärtssteilheit (y_{12}, y_{21}) einen annähernd reellen und positiven Wert hat, so daß sich eine Entdämpfung einstellt.

Bei der Anpassung des Vorstufeneingangs an die Antenne muß man einen Kompromiß zwischen kleinstmöglicher Welligkeit und Rauschminimum schließen. Bei dem Arbeitspunkt $I_E = 1{,}5$ mA, $-U_{CB} = 8$ V liegen die Rauschzahlen für den vollständigen Kanalwähler im Kanal 2 bei $F = 4{,}5 \cdots 6$ dB und im Kanal 9 bei $F = 7 \cdots 9{,}5$ dB.

Nachteilig ist, daß der Eingangsleitwert des Transistors frequenzabhängig ist. Die Abhängigkeit verläuft nach verschiedenen Gesetzen, je nachdem, ob die Regelung beim Empfang eines Senders im Band I oder im Band III erfolgt. Im Bild 2 ist die Abhängigkeit des Eingangsleitwertes vom Emitterstrom einmal für 50 MHz (Band I) und das andere Mal für 200 MHz (Band III) gegenübergestellt. Es bedeuten: g_{11b} den Eingangsleitwert für kurzgeschlossenen Ausgang; g_i gilt für Abschluß des



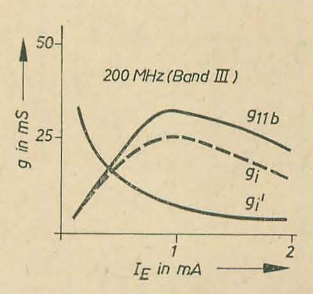
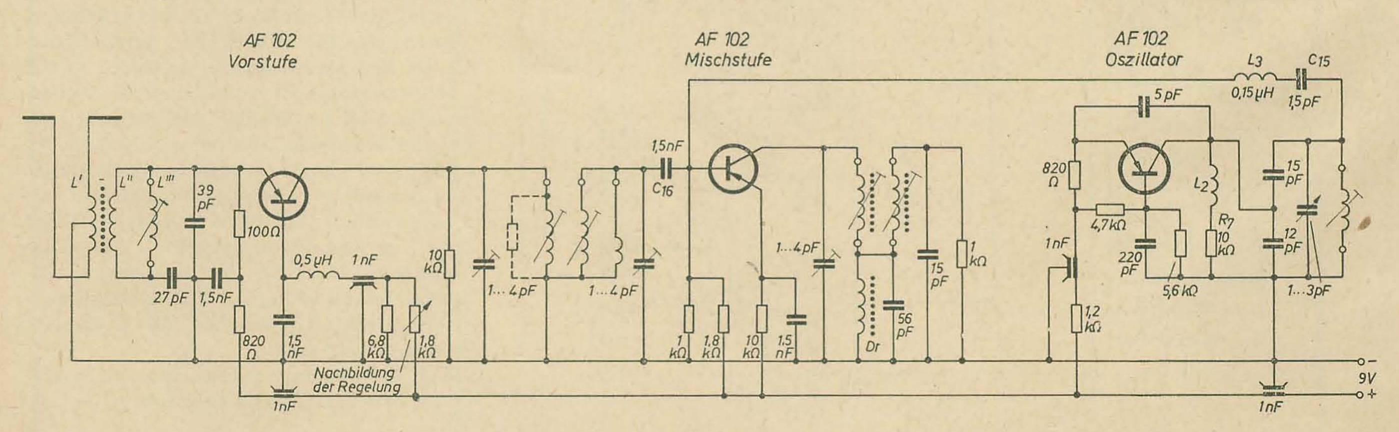


Bild 2: Abhängigkeit des Eingangsleitwertes der Vorstufe vom Emitterstrom (oben für Band I, unten für Band III)

Transistors mit einem Bandfilter entsprechend Bild 1 und bei Messung unmittelbar am Transistor; g_i' ergibt sich beim Aufbau des Kanalwählers mit den nicht vermeidbaren Zuleitungen. Man ersieht daraus, daß schon die doch sehr kleinen Zuleitungsinduktivitäten einen großen Einfluß auf die Übertragungsverhältnisse haben. Das ist besonders bei den höheren Frequenzen des Bandes III auffällig, wo die Kurve g_i' einen ganz anderen Charakter annimmt als die g_i-Kurve.

Das HF-Bandfilter zwischen Vor- und Mischstufe wird nach der vorgeschriebenen 3-dB-Bandbreite und dem Abstand der beiden Maxima der Durchlaßkurve dimensioniert. Die Welligkeit w der Kurve (siehe Bild 3), also die Differenz zwischen den Höckerwerten und dem Wert bei der Mittenfrequenz, soll den Wert 1,15 nicht übersteigen.

Bild 1: Schaltung des transistorisierten VHF-Kanalwählers mit drei Transistoren AF 102



Die Mischstufe wird über eine kleine Sonderwicklung an den Sekundärkreis des Bandfilters angekoppelt. Der Eingangsleitwert der Mischstufe ist im Band III etwa 10 mS bei schwingendem Oszillator. Besondere Schwierigkeiten ergeben sich hinsichtlich der Verstärkungsanforderungen bei den hohen Frequenzen. Aus Messungen an ausgeführten Schaltungen ergibt sich, daß für Kanal 9 die Emitterschaltung für den Mischtransistor am günstigsten ist. Der Eingangsleitwert dieses Transistors ist in Basisschaltung etwa 21 mS, in Emitterschaltung jedoch nur 12 mS. Im

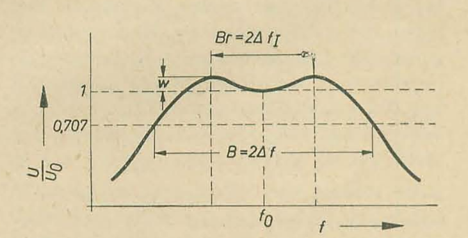


Bild 3: Durchlaßkurve des Kanalwählers

Kanal 9 liegt das Mischrauschen in der Größenordnung von 12 dB, wobei der Eingang des Mischtransistors mit 16 ··· 17 mS (reell) abgeschlossen sein muß. Bild 4 zeigt den Verlauf der Mischsteilheit eines mittleren Exemplars des Transistors AF 102. Man erreicht eine hohe Mischverstärkung, wenn der Transistoreingang für die ZF (Mittelwert etwa 36 MHz) genügend niederohmig abgeschlossen ist. Bei der hier gewählten Schaltung (Bild 1) liegt für die ZF der Kondensator C_{16} (1,5 nF) am Eingang, der zusammen mit der Zuleitungs- und Koppelkapazität einen hinreichenden Kurzschluß darstellt.
Das erste ZF-Filter ist ein übliches stromgekoppeltes Filter. Die Dimensionierung des

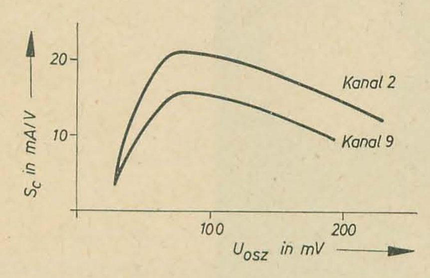


Bild 4: Verlauf der Mischsteilheit in Abhängigkeit von der Oszillatorspannung

ZF-Filters wird man praktisch in Zusammenhang mit dem kompletten ZF-Verstärker vornehmen müssen. Da die Rauschzahlen für Band I etwas niedriger als im Band III liegen, ergeben die etwas höheren Verstärkungen im Band I etwa gleiche Rauschleistungen im Abschlußleitwert des Kanalwählers über beide Bänder, so daß bei Vollaussteuerung der Bildröhre der Signal/Rauschabstand konstant bleibt.

Vom transistorisierten Oszillator werden wie bei Röhrenoszillatoren hohe Frequenzstabilität und genügende Leistungsabgabe an die Mischstufe verlangt. Die Oszillatorspannung sollte zur Erzielung maximaler Mischsteilheit etwa 50 ··· 150 mV für alle Kanäle am Eingang des Mischtransistors betragen. Die im Bild 1 angegebene Schaltung für den Oszillator arbeitet nach dem Prinzip der kapazitiven Rückkopplung vom Kollektor zum Emitter unter Ausnutzung des Phasenwinkels der Steilheit (etwa 90°). Die Anzapfung am Schwingkreis erhöht die Frequenzstabilität gegenüber Betriebsspannungsschwankungen. Die Ankopplung an die Mischstufe erfolgt am besten über einen Saugkreis (L_3, C_{15}), dessen Resonanzfrequenz über 250 MHz liegt. Im höchsten Kanal 11 erhält man hierbei eine etwas festere Kopplung, die eine ausreichende Oszillatorspannung gewährleistet. Der nominelle Emitterstrom soll $I_E = 2$ mA sein. Der Kollektorstrom wird wegen der kapazitiven Anzapfung am Kreis über die Induktivität L_2 (1,2 μH) und den Widerstand R_1 (10 kΩ) in Serie zugeführt.

Der Einsatz funktechnischer Hilfsmittel bei der Filmaufnahme- und Funkübertragungstechnik

Einleitung

Es gibt wohl heute kein Gebiet des täglichen Lebens, das nicht maßgeblich von der Technik beeinflußt wird. Ganz zu schweigen von irgendwelchen Produktionsprozessen, die ohne den Einsatz modernster Technik nicht mehr denkbar wären; und in diesem Sinne haben sich auch die Dinge bei der Filmaufnahme- und Funkübertragungstechnik entwickelt.
Nachfolgend sollen Hilfsmittel und deren Einsatzmöglichkeiten beschrieben werden, durch deren Anwendung hinreichende Verbesserungen in der Qualität der Darbietung sowie in der Organisation des Geschehens erreicht wurden.

Allgemeines über den Einsatz funktechnischer Geräte

Zunächst drängt sich eine Frage auf, von deren Beantwortung schließlich abhängt, wann und in welchem Maße man funktechnische Hilfsmittel einsetzen sollte.

So wird man im Sinne der Wirtschaftlichkeit z. B. nur dort drahtlose Anlagen anwenden, wo der Einsatz drahtgebundener Geräte auf Grund örtlicher Veränderung des betreffenden Objekts unmöglich ist.
Ein typisches und allgemein bekanntes Beispiel sind die Funkstreifenwagen der Volkspolizei. Auch die Feuerwehr und schließlich auch die Landwirtschaft bedienen sich derartiger Anlagen; und wer die vorjährige Herbstmesse in Leipzig besucht hat, wird festgestellt haben, daß man auch auf dem Gebiet des Verkehrsfunks — Telefon vom Kraftwagen aus — ein großes Stück vorangekommen ist.
Zusammenfassend kann man sagen, daß der Umfang des Einsatzes drahtloser Anlagen gegenwärtig kaum abzusehen ist.

Allgemeine Forderungen an drahtlose Anlagen

Man kann die Forderungen an drahtlose Anlagen in drei Hauptgruppen zusammenfassen. Das sind:

a) die mechanische Beschaffenheit entsprechend der Art ihres Einsatzes,

b) Größe und Gewicht (besonders bei tragbaren Anlagen),

c) elektrische Daten und Eigenschaften.

Entsprechend dieser genannten Punkte wird man bei der Auswahl und dem möglichen Einsatz von Fall zu Fall entscheiden. Es ist — um nur ein Beispiel zu nennen — kaum der Erwähnung wert, daß eine Anlage, die zeitweilig im Freien betrieben werden soll, in ihrer mechanischen Beschaffenheit wenigstens spritzwasserdicht ausgeführt sein muß, genauso, wie man bei der Ermittlung der notwendigen elektrischen Leistung analog verfahren, d. h., zur Überbrückung mehrerer hundert Meter kaum eine „mittelschwere“ Station auffahren wird.



An den Ankerplätzen des Leningrader Seehafens wurden fünf Sende- und Empfangsräume für industrielles Fernsehen und drahtlosen Funk eingerichtet. Auf diese Weise ist es dem Dispatcher möglich, sämtliche Be- und Entladearbeiten zu verfolgen und seine Entscheidungen zu treffen

Einsatzmöglichkeiten drahtloser und drahtgebundener Anlagen bei der Filmaufnahme- und Funkübertragungstechnik

Es ist wohl erklärlich, daß man sich auch bei Film und Funk solcher Anlagen bedient, zumal der Vorteil dieser Geräte in den meisten Fällen unmittelbar gegeben ist.

Wie oft kommt es z. B. vor, daß relativ große Flächen Träger von Massenszenen werden, die vom Regisseur kaum mehr überblickt werden können, so daß auch Regieanweisungen (selbst unter Verwendung lautstarker Kommandoanlagen) sehr schwer den Empfänger erreichen. Hierbei leisten Funkanlagen große Hilfe.

Sehr große Hilfe leistet das industrielle Fernsehen bei der Funkaufnahme- und -übertragungstechnik des In- und Auslandes. Dem Leser wird bekannt sein, daß man bei Effektmusikaufnahmen das Orchester in Gruppen gleicher Instrumente aufteilt. Man hat nun bei Musikproduktionen — es handelt sich um Stereoaufnahmen — den Solisten in einen völlig anderen Raum gebracht und ihm das Bild des Dirigenten durch Fernsehen übermittelt. Es versteht sich von selbst, daß dabei eine entsprechende Mithöreinrichtung unerläßlich ist. Das ist im Grunde auch mit den Gruppen eines Orchesters möglich, obgleich der Aufwand dadurch etwas größer werden dürfte.

Noch realer ist der Einsatz industrieller Fernsehanlagen in den Funkübertragungswagen. Oftmals wirkt sich die mangelnde Sichtverbindung zum Geschehen auf der Bühne negativ aus. Mit Hilfe einer im Saal aufgestellten Kamera ist dieses Problem gelöst.

Der Rundfunkregieraum der Kongreßhalle in Leipzig hat keine Sichtverbindung zum Saal. Dort bedient man sich schon seit langem einer solchen Anlage, die dem Toningenieur die Arbeit wesentlich erleichtert. Die Kamera ist bei Veranstaltungen an der Brüstung des ersten Ranges fest angebracht und erfaßt das Gesamtbild der Bühne. Somit ist es möglich, bei unvorhergesehenen Vorfällen entsprechende Maßnahmen zu ergreifen, ohne daß der Programmablauf gestört wird.

Mit der Entwicklung des Fernsehens hat sich auch die Notwendigkeit nach einem drahtlosen Mikrofon ergeben, das den Conférencier von den üblichen Leitungen und Mikrofonstativen unabhängig macht. Dies geschieht durch einen transistorisierten Sender geringer Leistung, den der Sprecher samt Mikrofon bei sich trägt und dessen Modulation von einem in der Nähe stehenden Empfänger aufgenommen, demoduliert und über Leitung abgegeben wird. Ein Gerät, das sich hinreichend bewährt hat und ohne dessen Einsatz manche heitere Rundfunk- oder Fernsehveranstaltung nicht möglich gewesen wäre.

Beim Einsatz von HF-Geräten in der Nähe elektroakustischer Anlagen sollte man allerdings größte Vorsicht wahren, damit nicht unerfreuliche Überraschungen durch unkontrollierbare Einstreuungen eintreten. Deshalb wurde einleitend nicht ohne Grund (betreffs Leistung) auf die optimale Dimensionierung solcher Anlagen verwiesen.

Abschließend soll — der Thematik dieses Beitrages etwas abseits liegend — ein weiteres Beispiel nicht unerwähnt bleiben.

Die Reichsbahn setzt seit geraumer Zeit beim Rangieren industrielle Fernsehanlagen ein, wie sie in der Industrie und im Verkehr gebräuchlich sind. Hierbei lassen sich schwer zugängliche und entfernte Punkte von zentraler Stelle aus gut beobachten. Aus der Schiffahrt sind ebenfalls zahlreiche Beispiele bekannt.

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von R. GÄRTNER

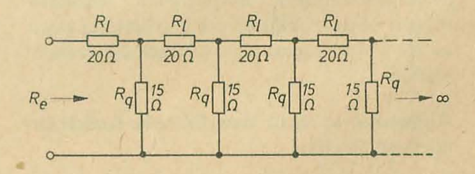
Lösung zur Aufgabe 5:

Wenn wir die Schaltung umzeichnen, so erkennen wir, daß die Kapazität C_2 zwischen zwei Punkten gleichen Potentials liegt. Es fließt also kein Strom durch C_2, womit auch die Kapazität keinen Einfluß auf die Schaltung ausübt. Wir können C_2 weglassen und erhalten die vereinfachte Schaltung. Die Parallelschaltung zweier Induktivitäten $2 \cdot L$ ergibt eine Induktivität L; die Resonanzfrequenz beträgt also

$$f_r \approx \frac{0{,}16}{2\pi\sqrt{LC}} \approx \frac{0{,}16}{\sqrt{45\,\mu H \cdot 100\,pF}} = 2{,}38\ \text{MHz}$$

Aufgabe 6:

Eine Spannungsteilerkette besteht aus gleichen Längswiderständen $R_l = 20\,\Omega$ und gleichen Querwiderständen $R_q = 15\,\Omega$. Wie



groß ist der Eingangswiderstand R_e der Spannungsteilerkette, wenn diese unendlich viele Glieder besitzt?

BAUANLEITUNG: Ein NF-Vielfachprüfgerät für den Amateur

ROLF ANDERS

Ein Prüfgerät für den Amateur soll möglichst universell anwendbar sein und recht genau arbeiten. Es soll weiterhin transportabel, netzunabhängig und möglichst preiswert im Aufbau sein.
Man sollte sich deshalb bei der Konstruktion eines solchen Gerätes im klaren sein, was man alles messen bzw. prüfen will. Zu viel Meß- und Prüfmöglichkeiten komplizieren die Schaltung, erhöhen Gewicht und Volumen. Außerdem wird die Bedienung des Gerätes zu kompliziert und unübersichtlich.
Unter Berücksichtigung dieser Punkte wurde das nachfolgend beschriebene Gerät mit folgenden Baugruppen aufgebaut:
Strommesser
Spannungsmesser
Signalverfolger
R- und C-Dekaden
NF-Generator
Transistorprüfer
Hochohmige Durchgangskontrolle
Die Auswahl und der Aufbau der einzelnen Baugruppen ist natürlich von den jeweiligen Ansprüchen und Erfordernissen abhängig.

Schaltungsfunktionen

Strommessungen

Für den vorliegenden Fall wurde das Gerät für sieben Strommeßbereiche ausgelegt. Auch hierbei lassen sich die Dimensionen ganz den persönlichen Wünschen entsprechend auslegen. Bei Verwendung eines 50-μA-Instruments werden der unterste Meßbereich für 50 μA, die übrigen Bereiche für 100 μA, 500 μA, 5 mA, 50 mA, 500 mA und 2,5 A ausgelegt. Beim Aufbau ist darauf zu achten, daß bei Betätigung des Schalters im Uhrzeigersinn zuerst die Bereiche 2,5 A, 500 mA usw. geschaltet werden. Die Widerstandswerte für $R_1 \cdots R_6$ errechnen sich nach

$$R_P = \frac{I\,(\text{Instrument}) \cdot R\,(\text{Instrument})}{I_{\text{gesamt}} - I_{\text{Instrument}}}$$

Die Shuntwiderstände der angegebenen Bereiche sind

Bereich 1: 50 μA
Shunt $R_1 = 0$
Bereich 2: 100 μA
Shunt $R_2 = 3$ kΩ
Bereich 3: 500 μA
Shunt $R_3 = 330\ \Omega$
Bereich 4: 5 mA
Shunt $R_4 = 33{,}3\ \Omega$
Bereich 5: 50 mA
Shunt $R_5 = 2{,}5\ \Omega$
Bereich 6: 500 mA
Shunt $R_6 = 0{,}3\ \Omega$
Bereich 7: 2,5 A
Shunt $R_7 = 0{,}06\ \Omega$

(Bereiche 2 bis 7: gilt für $R_i = 3000\ \Omega$)

Während für die Widerstände der Bereiche 2 ··· 4 Drahtwiderstände mit Abgriff bzw. Trimmpotentiometer verwendet werden können, muß man sich die Widerstände der Bereiche 5 ··· 7 selbst zusammenstellen.
Zur Messung ist die Taste I zu drücken (Bild 9). Der zu messende Strom wird auf die Buchsen I gegeben. Mit Schalter $S_{1,3}$ und $S_{1,4}$ können nun der Reihe nach die einzelnen Bereiche geschaltet werden.

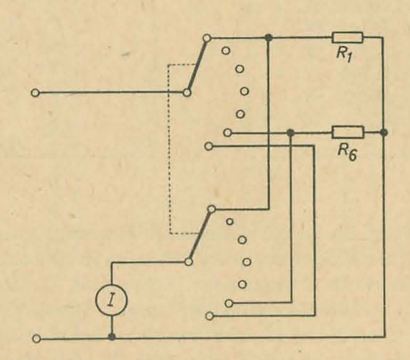


Bild 1: Prinzip der Strommessung

Spannungsmessungen

Der Spannungsmesser weist als untersten Meßbereich 0,3 V auf. Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild des Transistorvoltmeters.
Entgegen den meist gebräuchlichen Schaltungen von Transistorvoltmetern macht sich hierbei die Eichung des Gerätes vor der Messung notwendig. Diese Möglichkeit scheidet Fehlmessungen, die durch das temperaturbedingte Verhalten des Transistors auftreten können, aus.
Die Funktion des Voltmeters ist folgende:
In Ruhestellung steht Taste Ta_2 in Stellung ac und schaltet in Arbeitsstellung auf bd um. Das Instrument liegt jetzt über R_V an der Batteriespannung 3 V. Der Strom wird von R_V bestimmt und ist bei $R_V - R_i = 57$ kΩ etwa 50 μA. R_V wird zweckmäßig durch ein Trimmpotentiometer so eingestellt, daß das Instrument I noch nicht voll ausschlägt. Hierbei fließt allerdings noch zusätzlich der Kollektorreststrom von T. Für T ist also ein Transistor mit geringem Reststrom auszusuchen. Am Instrument wird der angezeigte Wert abgelesen und Taste Ta_1 nun gedrückt; hierbei öffnet sich Kontakt ac und legt jetzt über bd den Minuspol an den Widerstand R_3 (3-V-Bereich). Das Instrument muß dabei denselben Strom wie bei Betätigung von Ta_2 anzeigen. Ist dies nicht der Fall, so muß mit Potentiometer P dieser Wert eingestellt werden.

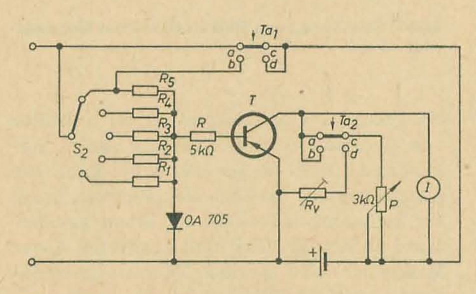


Bild 2: Prinzip der Spannungsmessung

Die Werte der Widerstände der einzelnen Bereiche sind

Bereich 1	(300 V):	R_1	30 MΩ
Bereich 2	(100 V):	R_2	10 MΩ
Bereich 3	(30 V):	R_3	3 MΩ
Bereich 4	(10 V):	R_4	1 MΩ
Bereich 5	(3 V):	R_5	300 kΩ
Bereich 6	(1 V):	R_6	100 kΩ
Bereich 7	(0,3 V):	R_7	35 kΩ

Hierzu werden Trimmpotentiometer verwendet, die dann in der Schaltung mit Hilfe eines Vergleichinstruments (RVM) auf den richtigen Wert eingestellt werden. Für den Wechselstrombereich läßt sich, um ohne zusätzliche Potentiometer auskommen zu können, ein Unrechnungsfaktor ermitteln. Er liegt etwa bei 2,22.

Signalverfolger

Zur Schaltung des Signalverfolgers ist nicht allzuviel zu sagen. Er stellt im Prinzip einen zweistufigen Verstärker dar, bei dem die Eingangsspannung regelbar ist. Selbstverständlich läßt er sich noch mehrstufiger aufbauen und kann auch mit einer leistungsfähigen Endstufe ausgerüstet werden, die den Anschluß eines Lautsprechers gestattet. Im vorliegenden Fall wurde jedoch darauf verzichtet und das Signal nach Verstärkung auf einen Kopfhörer gegeben. Um auch HF- und ZF-Stufen überprüfen zu können, wird ein entsprechender Tastkopf nach Bild 3 verwandt.
Der Signalverfolger wird durch die entsprechende Taste eingeschaltet.
Während eine Seite der Betriebsspannung an Masse des Prüflings gelegt wird, wird an der anderen Seite eine Prüfspitze angeschlossen,

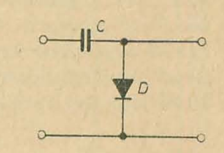


Bild 3: Schaltung für Tastkopf

mit der das Signal verfolgt wird. Wird ein Signal an einem unter Spannung stehenden Gerät verfolgt, so kann das gefährlich werden, wenn der Kondensator 0,1 μF nicht wenigstens bis 500 V durchschlagfest ist. Das gleiche gilt für den Kondensator des Tastkopfes. An den Buchsen H wird ein Kopfhörer angeschlossen.

R- und C-Dekaden

Für diese Dekaden (hierbei ist der Begriff Dekade nicht ganz exakt, da sich die Werte nicht dekadisch aufbauen, sondern sich aus den gebräuchlichsten Werten zusammensetzen) stehen 22 Kontakte zur Verfügung. Die Auswahl der Bauteile richtet sich ganz danach, auf welchem Gebiete der Amateur arbeitet. Wer meist mit netzbetriebenen Geräten arbeitet, braucht natürlich andere Standardbauteile als derjenige Amateur, der sich vornehmlich der Transistortechnik zugewendet hat. Während bei netzbetriebenen Geräten im allgemeinen Widerstände bis 10 MΩ und Kondensatoren von 50 pF ··· 0,5 μF gebräuchlich sind, machen sich bei der Transistortechnik Widerstände über 500 kΩ kaum notwendig.

Bestückung von zwei Schaltebenen des Schalters S_1

Kontakt		Netzgeräte	Transistorgeräte
$S_{1,1}$	1	100 Ω /1 W	50 Ω /0,25 W
	2	500 Ω /1 W	100 Ω /0,25 W
	3	1 kΩ/0,25 W	500 Ω /0,25 W
	4	5 kΩ/0,25 W	1 kΩ/0,1 W
	5	10 kΩ/0,25 W	3 kΩ/0,1 W
	6	20 kΩ/0,25 W	5 kΩ/0,1 W
	7	50 kΩ/0,25 W	10 kΩ/0,1 W
	8	100 kΩ/0,25 W	20 kΩ/0,1 W
	9	500 kΩ/0,25 W	50 kΩ/0,1 W
	10	1 MΩ/0,1 W	100 kΩ/0,1 W
	11	3 MΩ/0,1 W	500 kΩ/0,1 W

Kontakt		Netzgeräte	Transistorgeräte	
$S_{1,2}$	1	50 pF/250 V	500 pF	
	2	100 pF/250 V	50 nF	
	3	500 pF/250 V	0,1 μF	
	4	1 nF/250 V	4 μF	Elektrolytkondensatoren (4 … 10)
	5	5 nF/250 V	10 μF	
	6	20 nF/250 V	25 μF	
	7	50 nF/250 V	50 μF	
	8	0,1 μF/500 V	100 μF	
	9	0,5 μF/500 V	500 μF	
	10	25 μF/ 30 V	1000 μF	
	11	50 μF/ 30 V	Elektrolytkondensatoren (10, 11)	

Hierfür kommen jedoch Elektrolytkondensatoren bis 1000 μF hinzu. Selbstverständlich kann die Bestückung des Wählers ganz den persönlichen Wünschen entsprechend gestaltet werden; die aufgestellte Tabelle soll nur als Vorschlag aufgefaßt werden.

Für diesen Arbeitsgang braucht keine Arbeitstaste gedrückt zu werden. Die Widerstände werden an den Eingang R (Bild 9) gelegt; zu messende Kondensatoren an den Eingang C.

NF-Generator

In der vorliegenden Schaltung ist ein RC-Generator nach der Wienbrücke aufgebaut. Schaltungen mit der Wienbrücke sind schon mehrfach beschrieben worden, so daß es sich hier erübrigt, auf diese Schaltungstechnik näher einzugehen. Beim Aufbau eines Wienbrückengenerators mit Transistoren treten jedoch einige Schwierigkeiten auf, die es nicht gestatten, Schaltungen aus der Röhrentechnik analog zu übernehmen. Die Schwierigkeiten sind in erster Linie im niedrigen Eingangswiderstand der Transistoren zu suchen. Eine nach Bild 4 gezeigte Anordnung entspricht der einer analogen Schaltung mit Röhren. Ein so eingesetzter Transistor hat jedoch nur einen Eingangswiderstand < 10 kΩ. Er belastet also das Parallelglied $R_1/R_2/C_2$ unzulässig. Da für die niedrigen Frequenzen C_1 und C_2 ziemlich groß werden, müssen für die kontinuierliche Regelung der Frequenzen R_1 und R_3 veränderlich ausgelegt werden. Durch Veränderung von R_1 wird jedoch auch die Basisvorspannung von T verändert, was sehr unerwünscht ist.

Bild 4: Wienbrückengenerator in Normalschaltung

Es ist also ein Weg einzuschlagen, der den Eingangswiderstand beträchtlich erhöht. Durch Veränderung der Schaltung nach Bild 5 läßt sich der Eingangswiderstand auf 500 kΩ bringen.

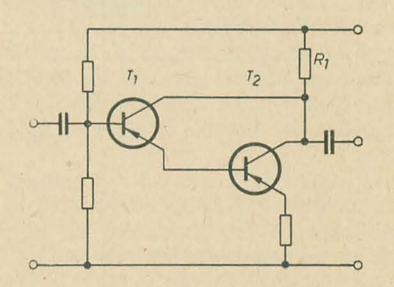


Bild 5: Schaltung nach Bild 4 mit hohem Eingangswiderstand

Da bei dieser Schaltung der Kollektor von T_1 direkt mit dem Kollektor von T_2 verbunden ist, steht die gesamte an R_1 abfallende Signalspannung als Gegenkopplungsspannung zur Verfügung und erhöht den Eingangswiderstand noch mehr. Gleichzeitig wird mit dieser Maßnahme eine gewisse Temperaturstabilisierung erreicht. Bild 6 zeigt die vollständige Generatorschaltung.

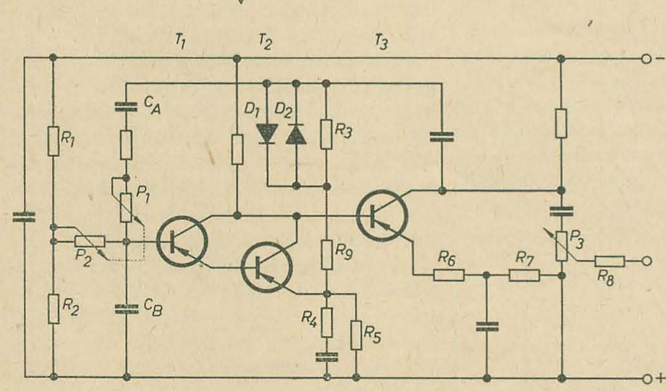
Während die Kapazitäten von C_A und C_B mit $S_{1,3}$ und $S_{1,4}$ geändert werden können, wird die stufenlose Regelung der Frequenz mit dem Tandempotentiometer P_1/P_2 vorgenommen. Legt man für die Kondensatoren C_A und C_B die Werte 1,5 μF, 0,15 μF, 15 nF und 7,5 nF und für das Tandempotentiometer 10 kΩ log. fest, so erhält man die Frequenzstufen 10 ··· 100 Hz, 100 Hz ··· 1 kHz, 1 kHz bis 10 kHz, 10 kHz ··· 20 kHz.

In diesen Grenzen läßt sich mit P_1/P_2 die Frequenz „fein" regulieren. Um den Generator innerhalb eines großen Temperaturbereiches sicher schwingen zu lassen, sollen D_1 und D_2 als nichtlineares Glied im Gegenkopplungszweig arbeiten. Ihr Widerstand ist sehr groß, solange eine niedrige Schwingspannung an ihnen abfällt. Die Gegenkopplung ist dann ein Minimum, das durch R_3 bestimmt wird. Steigt jedoch der Spannungsabfall an den Dioden an, so sinkt der Widerstand und die Gegenkopplung nimmt einen Höchstwert an. Gegebenenfalls können die Dioden entfallen, da sie eine Verzerrung der Ausgangsspannung verursachen. An Stelle von R_4 und R_9 sollten bei Betrieb mit unterschiedlichen Außentemperaturen Thermistoren eingesetzt werden. Die Werte der Elkos sollen im Interesse der Übertragung niedriger Frequenzen nicht kleiner sein, als im Gesamtschaltbild (Bild 9) angegeben ist. Über das Potentiometer P_3 kann eine Spannung von 0 ··· 1 V_{eff} bei einem Lastwiderstand von 1 kΩ entnommen werden.

Mit einem Frequenzbereich von 10 Hz bis 20 000 Hz und einer Ausgangsspannung von max. 1 V dürfte bei dem geringen Aufwand an Schaltelementen das Optimum eines Transistorgenerators vorliegen. Die Temperaturabhängigkeit dürfte bei Verwendung von Dioden und Thermistoren befriedigend sein [1].

Der NF-Generator wird durch Drücken der Taste NF (Bild 9) an die Batterie gelegt und nach einer geeichten Skala eingestellt. Dabei ist zu beachten, daß bei den Bereichen 1 ··· 3 mit einer Skala auszukommen ist, der Bereich 4 jedoch eine gesonderte Skala bedingt. Der Schalter S_3 ist bei der Messung geöffnet.

Bild 6: Vollständige Generatorschaltung ▼



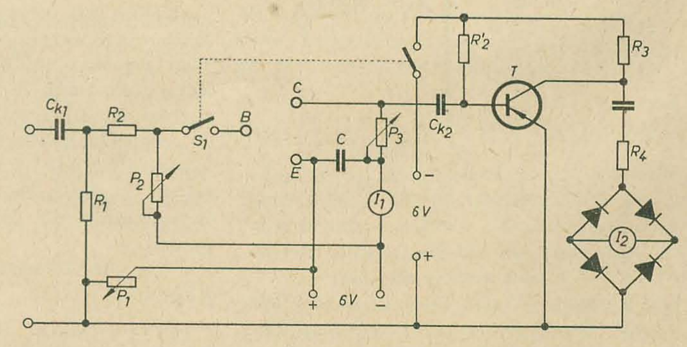


Bild 7: Prinzipschaltung zur Transistorprüfung

Transistorprüfungen

In radio und fernsehen 15 (1962) S. 473 wurde vom Verfasser bereits ein Transistorprüfgerät veröffentlicht. Im Gegensatz zu der dort verwendeten Schaltung sollen hier die Transistoren wechselstrommäßig überprüft werden. Als Generator dient der bereits vorhandene NF-Generator. Bild 7 zeigt das Prinzipschaltbild des Prüfgerätes.
Mit vorliegender Schaltung ist es möglich, pnp-Transistoren in Emitterschaltung auf ihre Stromverstärkung β und den Kollektorreststrom I_{CEO} hin zu prüfen. Hierbei kann die eingespeiste Frequenz entsprechend den Werten des NF-Generators eingestellt werden. Mit dem Potentiometer P_1 wird die Empfindlichkeit des Instruments eingestellt, während mit Potentiometer P_2 der Kollektorstrom, bei dem gemessen werden soll, eingestellt und am Instrument I_1 abgelesen werden kann. Für I_1 wird ein 5-mA-Instrument eingesetzt. Mit P_3 wird Instrument I_2 auf ein Minimum eingestellt. An einer geeichten Skala kann dann entsprechend der Schleiferstellung vom P_3 „β“ abgelesen werden. Durch Öffnen von S_1 ist es möglich, I_{CEO} am Instrument I_1 abzulesen. Die Empfindlichkeit des Instruments I_2 wird durch den Transistor T wesentlich erhöht. Es ist zweckmäßig, daß P_1 ebenfalls mit einer geeichten Skala versehen wird. Man kann ihn auch durch einen Stufenschalter ersetzen, so daß dieser verschiedene Widerstände schaltet. Beim Eichen der Skala von P_1 ist in die Zuleitung zur Basis von T ein empfindliches μ-Amperemeter zu schalten. Die Skala ist so zu eichen, daß glatte Werte eingestellt werden können.
An die Buchsen E B C ist der zu prüfende Transistor sinngemäß anzuschließen. Mit Ausnahme von Schaltstellung 8 kann bei der I_{CEO}-Messung der Schalter S_2 in jeder beliebigen Stellung stehen. Für β-Messungen muß Schalter S_2 in Stellung 8 geschaltet werden. Das Transistorprüfgerät wird aus dem NF-Generator gespeist. Es ist deshalb notwendig, bei β-Messungen den Schalter S_3 zu schließen (Stellung b) und mit Taste C der NF-Generator einzuschalten. Die Frequenz wird nach Wunsch eingestellt.

Hochohmige Durchgangskontrolle

Die hochohmige Durchgangskontrolle erfolgt mit einer Glimmlampe bei einer Betriebsspannung von etwa 150 V. Die Spannung wird mit einem Gleichspannungswandler erzeugt. Bild 8 zeigt die Schaltung des Durchgangsprüfers.

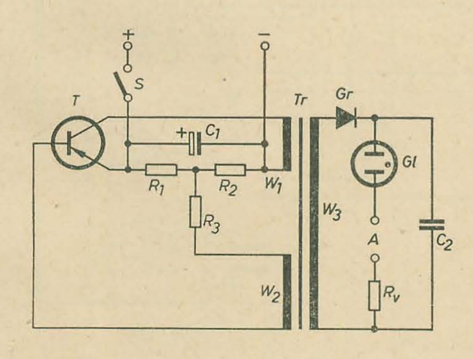


Bild 8: Schaltung des Durchgangsprüfers

Für den Trafo T_r wurde ein HF-Schalenkern vom Typ HF 523 (VEB KWH), ohne Luftspalt mit Dreikammerkörper und Schraubbefestigung verwendet. Die Wicklungen sind wie folgt dimensioniert:

W_1	40 Wdg.	0,1 mm CuL
W_2	30 Wdg.	0,1 mm CuL
W_3	1000 Wdg.	0,1 mm CuL

Als Glimmlampe muß ein Typ eingesetzt werden, der bei etwa 90 V zündet. Die Spannung an den Klemmen A beträgt etwa 120 V. Sollte sie höher liegen, so ist W_3 entsprechend zu ändern. Diese Maßnahme ist notwendig, um den Gleichrichter OY 104 vor Beschädigung zu bewahren. Gleichspannungswandler wurden in radio und fernsehen schon oft beschrieben, so daß sich eine Beschreibung der Schaltung erübrigt. Bemerkt sei noch, daß der Widerstand R_V lediglich als Schutzwiderstand dient und der Kondensator C_2 eventuell Wechselstromreste kurzschließt.
Neben der Überprüfung von Widerständen läßt sich das Gerät auch noch zur Überprüfung von Kondensatoren heranziehen. Bei einwandfreiem Kondensator leuchtet die Glimmlampe nur kurz auf und erlischt nach Aufladung des Kondensators. Bei defektem Kondensator jedoch glimmt die Lampe weiter [2].

Stromversorgung

Die Stromversorgung des Gerätes erfolgt mit sechs Stabbatterien zu je 3 V. Für den Transistorprüfer werden weitere 2 × 3 V in Reihe geschaltet.

Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau kann natürlich ganz den persönlichen Anforderungen und dem Geschmack entsprechend durchgeführt werden. Alle gegebenen Hinweise sollen auch nur als solche aufgefaßt werden. Als Verdrahtungstechnik kommt am zweckmäßigsten die Einebenenverdrahtung oder die gedruckte Schaltung in Frage. Bei der gedruckten Schaltung geht man am einfachsten wohl so vor, daß man auf Millimeterpapier den Verdrahtungsplan mit allen Teilen im Maßstab 1 : 1 aufzeichnet. Danach legt man die Zeichnung unter Zwischenlage von Kohlepapier auf die kupferkaschierte Seite des Halbzeuges und paust sie auf die Kupferschicht. Die Durchführung der Bauteilanschlußdrähte werden entsprechend aufgebohrt. Die Verbindungslinien, also die Verdrahtung, wird dann mit Nagellack nachgezogen. Der Lack soll dabei nicht zu dickflüssig sein. Er kann mit Azeton entsprechend verdünnt werden. Zum Nachziehen benutzt man einen kleinen spitzen Haarpinsel. Nachdem der Lack fest geworden ist, wird die Platte in eine $FeCl_3$-Lösung gelegt. Je nach Konzentration der Lösung wird innerhalb von etwa 5 ⋯ 30 min das nicht vom Lack bedeckte Kupfer weggeätzt. Anschließend ist die Platte in fließendem Wasser gründlich zu reinigen. Der Nagellack wird nun mit Azeton entfernt und die Platte kann bestückt werden. Steht kein kupferkaschiertes Halbzeug zur Verfügung, so wendet man die Einebenenverdrahtung an. Diese Technik ist allgemein bekannt, so daß sich eine Beschreibung erübrigt.

Der Aufbau geschieht am zweckmäßigsten so, daß man die Großbauteile (Instrumente, Tasten, Umschalter, Stufenschalter, Schiebetastenschalter und Bedienungspotentiometer) an einer Frontplatte befestigt. Auf einer dünnen Pertinaxplatte ordnet man dann parallel zur Frontplatte das Chassis an, auf dem sich alle übrigen Bauelemente befinden. Der Abgleich der Shunts und Vorwiderstände muß sorgfältig ausgeführt werden. Dasselbe gilt für die Anfertigung und Eichung der Skalen. Die Trimmpotentiometer sind nach dem Einstellen durch Lack zu befestigen. Die Batterien müssen so angeordnet werden, daß eine sichere Kontaktgabe gewährleistet wird. Ist im Handel kein Tandempotentiometer 2 × 10 kΩ log. zu erhalten, so kann man ein Doppelpotentiometer gleicher Dimension verwenden, dessen Achsen verbohrt und verstiftet werden. Auf die gleiche Stellung der Schleifer ist bei diesen Arbeiten zu achten. Ist auch dieses Potentiometer nicht zu bekommen, beschafft man sich ein Tandem- oder Doppelpotentiometer beliebiger elektrischer Abmessungen und zwei Potentiometer 10 kΩ log. mit den gleichen Außendurchmessern der Abdeckkappen wie die des Doppelpotentiometers. Die Potentiometer werden nun vorsichtig geöffnet und die Widerstandsebenen ausgetauscht.
Da ein Vielfachprüfgerät nicht nur die einfache Ansammlung verschiedener Geräte sein sollte, sondern das sinnvolle Zusammenwirken einzelner Bauteile unter rationellster, möglichst mehrfacher Ausnutzung vorhandener Bauteile, ist man bei der Konstruktion eines solchen Gerätes von der konstruktiven Beschaffenheit der verwendeten Schalter abhängig. Mit der Auswahl der zur Verfügung stehenden Kontakte wird die Anzahl der Funktionen des Gerätes bestimmt. Es sei denn, man geht von der Forderung nach kleinstem Volumen zugunsten größerer Ein-

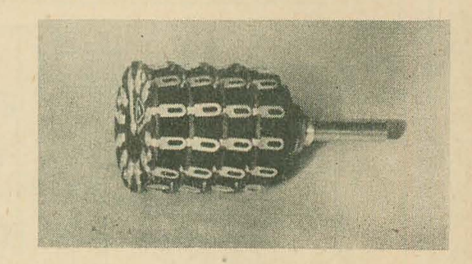


Bild 10: Vierebenenschalter

satzmöglichkeit ab. Um also ein Maximum von Einsatzmöglichkeiten bei einem Minimum von Bauteilen zu erreichen, benötigt man entsprechende Mehrstellenschalter. Bei der vorliegenden Schaltung sind als Schaltorgane zwei Stück Vierebenenschalter mit je elf Schaltstellungen und ein Tastenschalter mit sechs Arbeitstasten und einer Austaste verwendet worden. Die Vierebenenschalter sind für Kleingeräte bei einem Durchmesser von etwa 40 mm und einer Einbautiefe von etwa 45 mm nahezu ideal (Bild 10).
Für den Tastenschalter könnte selbstverständlich auch ein Drehschalter eingesetzt werden, was einen erheblichen Platzgewinn darstellen würde. Jedoch entfiele dann die Möglichkeit, verschiedene Funktionen der Geräte gleichzeitig zu schalten.

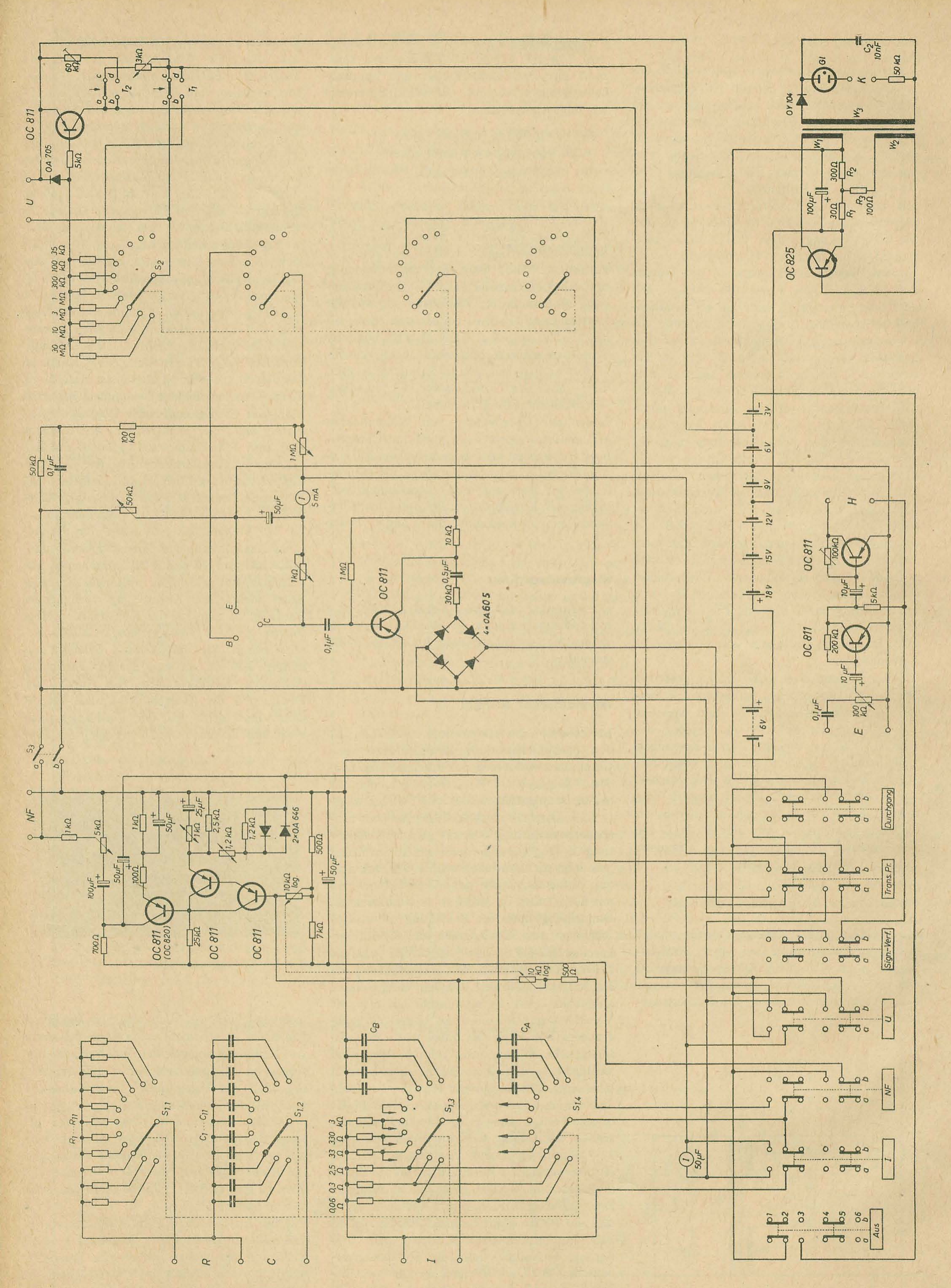


Bild 9: Gesamtschaltung des Vielfachprüfgerätes

Zusammenfassung

Das vorliegende Gerät enthält folgende Baugruppen:

Strommessung in den Bereichen 50 μA, 100 μA, 500 μA, 5 mA, 50 mA, 500 mA und 2,5 A.

Spannungsmessung in den Bereichen 0,3 V, 1 V, 3 V, 10 V, 30 V, 150 V und 300 V.

Signalverfolger für NF-, ZF- und HF-Stufen.

R- und C-Dekaden für 22 Standardbauteile.

NF-Generator, von 10 Hz ··· 20 kHz kontinuierlich bis 1 V regelbar.

Transistorprüfer mit regelbarer Frequenz für β- und I_{CEO}-Messungen.

Hochohmige Kontrolle zur Überprüfung von Kondensatoren und Widerständen.

Das Gerät ist weiter ausbaufähig und kann nach Belieben zusätzlich erweitert werden. Der Gesamtpreis der Einzelteile liegt unter 200,— DM.

Die Genauigkeit der Meßwerte ist in jedem Falle für den Amateur ausreichend.

Die in der Schaltung angegebenen Werte der Widerstände und Kondensatoren können sich auf Grund der Transistorstreuungen, Toleranzbereichen von Widerstände und Kondensatoren, ungünstigen Aufbau usw. im praktischen Nachbau als nicht optimal erweisen. Sie stellen daher Richtwerte dar. Das gilt insbesondere für die Baustufe des NF-Generators.

Literatur

[1] Transistrized Wien bridge oszillator; Wireless World 8 (1960) S. 386 ··· 390

[2] W. W. Diefenbach: Hochohmiger Durchgangsprüfer mit Gleichspannungswandler; Funktechnik 24 (1960) S. 872

Die perspektivische Darstellung von Oszillogrammen

SIEGFRIED SPENGLER

Einleitung

Bei der oszillografischen Darstellung von Funktionen mit drei unabhängigen Parametern wird zur Darstellung der dritten Größe (z-Koordinate) gewöhnlich der Kanal der Helligkeitsmodulation benutzt. Durch diese Darstellungsweise können allerdings nur relative Aussagen über den Einfluß des dritten Parameters gemacht werden. Außerdem hängt die Helligkeit des Strahls noch von der Schreibgeschwindigkeit ab, so daß bei einer unlinearen Ablenkung Verfälschungen auftreten können.

Genauere Aussagen über den Einfluß des dritten Parameters kann man durch eine räumliche Darstellung der Funktion erhalten, wobei der Funktionsverlauf auf dem Leuchtschirm des Oszillografen perspektivisch dargestellt wird.

Die perspektivische Darstellung

Im Bild 1 sind x, y, z die Koordinaten des Punktes M im Raum, X und Y die Koordinaten desselben Punktes bei seiner Darstellung in der Ebene, wobei angenommen wird, daß die Nullpunkte beider Koordinatensysteme zusammenfallen. Ist φ der Winkel zwischen der y- und z-Achse, so hat der Punkt M im Raum bei seiner Darstellung in der Ebene X, Y die Koordinaten

$$X = x - z \sin \varphi \quad (1)$$

und

$$Y = y - z \cos \varphi. \quad (2)$$

Es muß also, um eine perspektivische Darstellung des Punktes zu erhalten, der x- und y-Wert um einen entsprechend bestimmten Teil des z-Wertes verringert werden.

Soll nun auf dem Leuchtschirm des Oszillografen eine perspektivisch dargestellte Grundfläche mit den Seitenlängen a und c geschrieben werden, die durch die Funktion

$$y = 0, \quad 0 \leq x \leq a, \quad 0 \leq z \leq c \quad (3)$$

ausgedrückt werden kann, so ergibt sich bei der linearen Ablenkung

$$x = n\,k\,t \quad (4)$$

und

$$z = kt, \quad (5)$$

aus den Gleichungen (1) und (2)

$$X = n\,k\,t - k\,t \sin \varphi \quad (6)$$

und

$$Y = 0 - k\,t \cos \varphi, \quad (7)$$

wobei k ein konstanter Faktor und n das Verhältnis der beiden Frequenzen ist.

Das bedeutet, daß auf den X-Eingang des Oszillografen die Differenzspannung zwischen der Horizontalablenkspannung und einem Teil der Ablenkspannung in z-Richtung gelegt werden muß, während auf den Y-Eingang lediglich ein Teil der Ablenkspannung für die z-Richtung gegeben werden braucht.

Für den Fall einer isometrischen Darstellung, wie im Bild 2 gezeigt ist, sind der X- und der Y-Wert des Punktes M im Raum bei seiner Darstellung in der Ebene

$$X = x \cos \psi - z \sin \varphi \quad (8)$$

sowie

$$Y = y - z \cos \varphi - x \sin \psi. \quad (9)$$

Zur Erzeugung der Grundfläche auf dem Leuchtschirm bei isometrischer Darstellung unter gleichen Ablenkbedingungen müssen an die Eingänge des Oszillografen die Spannungen

$$X = n\,k\,t \cos \psi - k\,t \sin \varphi \quad (10)$$

und

$$Y = 0 - k\,t \cos \varphi - n\,k\,t \sin \psi \quad (11)$$

gelegt werden.

Gibt man nun auf den Y-Eingang des Oszillografen noch den y-Funktionswert, so erhält man die perspektivische Darstellung des Funktionsverlaufes.

Für den allgemeinen Fall einer perspektivischen Darstellung ist im Bild 3 die Schaltung gezeigt. Da die Faktoren cos φ und cos ψ lediglich die Verkleinerung des x- bzw. des z-Wertes der Funktion bei der perspektivischen Darstellung berücksichtigen, können sie ohne großen Fehler vernachlässigt werden.

Bei einer linearen Ablenkung in x- und z-Richtung werden an die Eingänge x und z Kippspannungen mit dem Frequenzverhältnis k gelegt, während an den y-Eingang die zu oszillografierende Spannung gelegt wird. Am Y-Eingang des Oszillografen liegt somit über den Widerstand R_1 die zu messende Span-

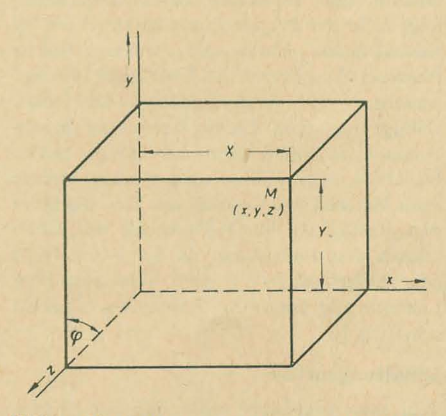


Bild 1: Die Bestimmung der Koordinaten des Punktes M im Raum bei seiner Darstellung in der Ebene

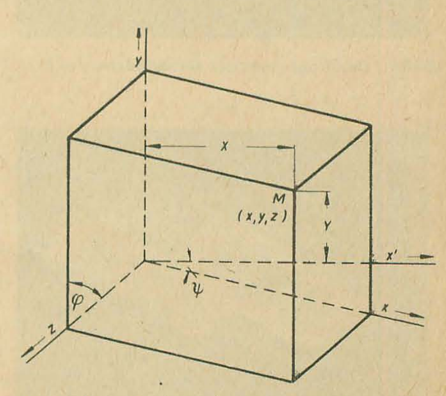


Bild 2: Die Bestimmung der Koordinaten des Punktes M im Raum bei isometrischer Darstellung

nung y, über den Widerstand R_2 die Spannung x sin ψ, wobei die Stellung des Schleifers von P_1 den Winkel ψ bestimmt, und über R_3 die Spannung z. Dem X-Eingang des Oszillografen wird über den Widerstand R_4 die x-Ablenkspannung und über den Widerstand R_5 die dem Potentiometer P_2 entnommene Spannung z sin φ zugeführt. Durch die Größe der Spannung z sin φ läßt sich der Winkel φ einstellen.

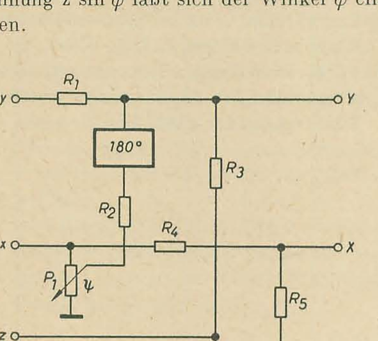
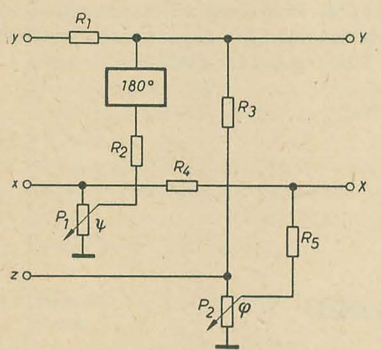



Bild 3: Schaltung zur Erzeugung perspektivischer Darstellungen auf dem Leuchtschirm eines Oszillografen

Anwendungsbeispiele

Bild 4 zeigt eine perspektivisch dargestellte Grundfläche. Wird nun dem y-Eingang eine Sinusspannung zugeführt, deren Frequenz die gleiche Größenordnung wie die x-Ablenkung hat, so erhält man eine Fläche, die durch die Gleichung

$$y - A \sin x = 0 \qquad (12)$$

beschrieben werden kann (Bild 5).
Hat die Frequenz der Sinusspannung die Größenordnung der z-Ablenkung, wird die entstehende Fläche (Bild 6) durch die Gleichung

$$y - C \sin z = 0 \qquad (13)$$

ausgedrückt. In den Gleichungen (12) und (13)

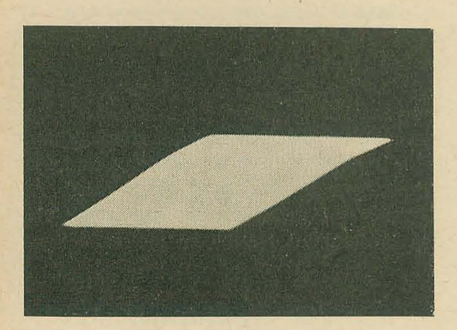


Bild 4: Oszillogramm der Grundfläche $y = 0$

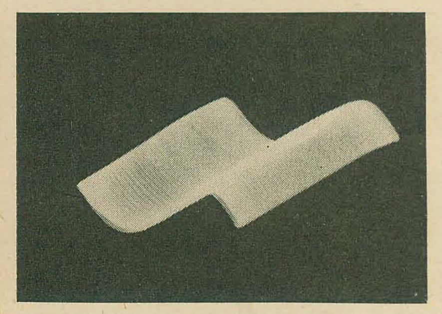


Bild 5: Oszillogramm der Fläche $y - A \sin x = 0$

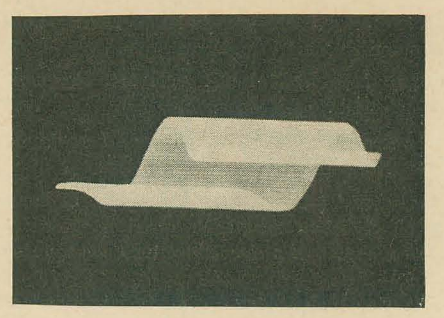


Bild 6: Oszillogramm der Fläche $y - C \sin z = 0$

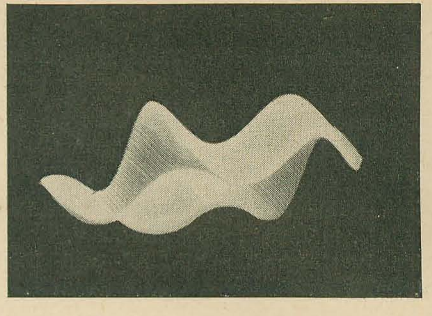


Bild 7: Oszillogramm der Fläche $y - A \sin x - C \sin z = 0$

sind A und C die Amplituden der zugeführten Spannungen.
Werden beide Sinusspannungen gleichzeitig dem y-Eingang zugeführt, so entsteht die Fläche

$$y - A \sin x - C \sin z = 0, \qquad (14)$$

wie sie im Bild 7 gezeigt ist.
Die beschriebene perspektivische Darstellung kann Anwendung finden bei der Demonstration mathematischer Funktionen oder bei der Darstellung von Kennlinien, Kurven und Feldverteilungen in Abhängigkeit von drei unabhängigen Parametern aus allen Gebieten der Technik. Zur besseren Auswertung der Oszillogramme können durch die Helligkeitsmodulation des Strahls noch Zeit- oder Spannungsmarken eingeblendet werden.

Die eisenlose Endstufe und ihre Anwendung

Die gute Wiedergabe von akustischen Darbietungen, besonders die von UKW-Sendungen oder eine Schallplattenwiedergabe, stellt große Anforderungen an den NF-Verstärker. Die Endstufe wiederum ist ein wichtiges Glied des NF-Teiles und beeinflußt durch ihre Qualität entscheidend die Güte der Wiedergabe.
Verzerrungsfreiheit und Wirkungsgrad von Endstufen sind stark von der Güte des Ausgangsübertragers abhängig. Selbst eine kostspielige und hochwertige Ausführung des Übertragers ergibt aber keinen völlig verlust- und verzerrungsfreien Betrieb. Die wesentlichsten Nachteile der bisher gebräuchlichen Ausgangsübertrager sind Leistungsverlust, hervorgerufen durch Streuungs-, Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste (Wirkungsgrad eines Ausgangsübertragers etwa 50 bis 80%), Verzerrungen durch die Hysteresisschleife (die induktive Sekundärspannung folgt nicht der Primärspannung) sowie die bei verschiedenen Frequenzen unterschiedliche Phasendrehung durch den Übertrager, die eine Änderung der Gegenkopplung hervorruft. Gelingt es, ohne diesen Übertrager auszukommen, so fallen nicht nur die genannten Nachteile weg, sondern man spart außerdem noch Material und Gewicht ein. Besonders für den Bastler ist die Vermeidung des Übertragers von Bedeutung, da die Beschaffung oder Anfertigung eines zum Verstärker oder Lautsprecher passenden Exemplars oft recht schwierig ist.

Schaltungsarten

Will man gegenüber einer üblichen Gegentaktschaltung auf den Ausgangsübertrager verzichten, so müßte normalerweise die Schwingspule des Lautsprechers sehr hochohmig und mit einer Mittelanzapfung versehen sein. Dieser Lautsprecher hätte den Nachteil, daß die Anodengleichströme durch den sehr dünnen Spulendraht fließen müßten. Der Spannungsverlust am ohmschen Widerstand der Spule wäre sehr hoch, und ein Teil der Gleichstromleistung würde in der Schwingspule in Wärme umgesetzt werden.
Diese Nachteile kann man durch einen gleichstromfreien Ausgang mit niederohmigem Außenwiderstand beseitigen. Zu diesem Zweck werden beide Röhren wechselstrommäßig parallel geschaltet (Bild 1a); gleichstrommäßig liegen sie in Reihe. Es handelt sich um eine Endstufe mit Eintaktausgang (Single-ended-push-pull-Endstufe). Die Anodenruheströme heben sich im Lautsprecher auf. Bild 1b zeigt hierzu das äquivalente Schaltbild für Wechselstrom. Die Stromquelle bedeutet für Wechselstrom einen Kurzschluß. Es ist hierbei deutlich sichtbar, daß die Röhren als Wechselstromgeneratoren parallel auf den Lautsprecher (Lastwiderstand) arbeiten. Beide Röhren müssen gegenphasig angesteuert werden.
Tauscht man nun eine Röhre mit ihrer Stromquelle aus, so erhält man eine Anordnung nach Bild 1c mit ihrem Wechselstromersatzschaltbild Bild 1d. Es handelt sich hier um eine Gegen-Parallel-Stufe, auch Parallel-push-pull-Stufe (PPP-Verstärker) genannt. Eine Besonderheit dieser Schaltung ist die Zuführung der Schirmgitterspannung. Der Schirmgitterwiderstand, der normalerweise an Anodenpotential liegt (gestrichelt im Bild 2), würde wechselstrommäßig parallel zum Lautsprecher liegen und einen Teil der NF-Leistung verbrauchen. Dieser Nachteil wird dadurch

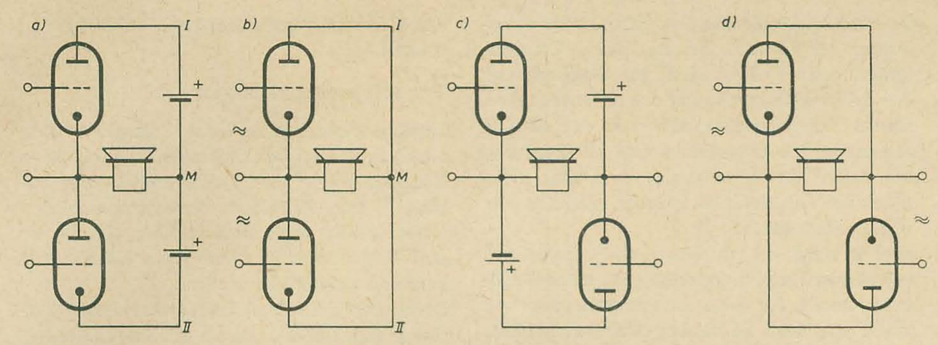


Bild 1: a) Single-ended-push-pull-Endstufe, b) Wechselstromkreis von Bild 1a, c) Parallel-push-pull-Endstufe, d) Wechselstromkreise von Bild 1c

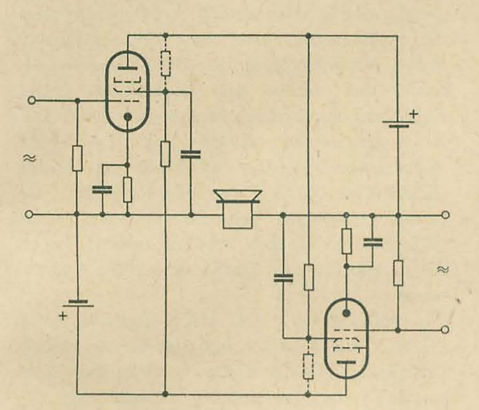


Bild 2: PPP-Endstufe mit Pentoden

Bild 4: Prinzip der eisenlosen Endstufe ohne Phasenumkehrung ▶

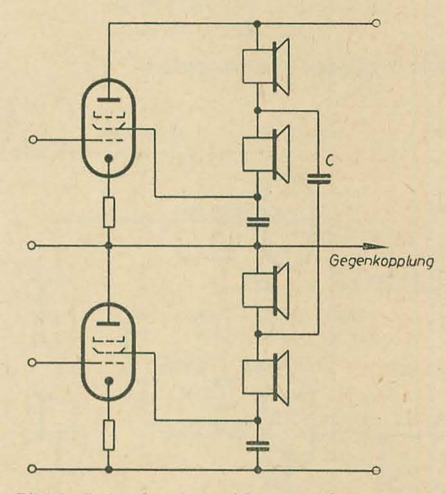


Bild 6: Endstufe mit zwei Lautsprechergruppen

aufgehoben, daß man den Schirmgittervorwiderstand an die Anode der zweiten Röhre legt. Der entscheidende Nachteil der PPP-Schaltung ist der große Aufwand der Stromversorgung; die Endstufe benötigt allein zwei Netzteile, während für die Vorstufen zusätzlich ein dritter gebraucht wird.

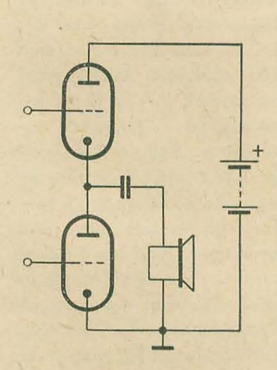
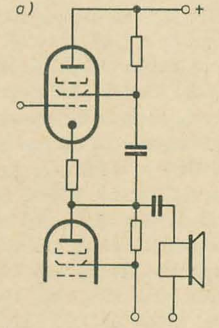
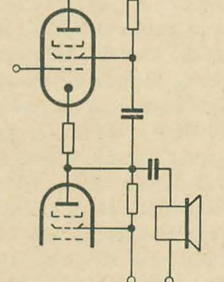
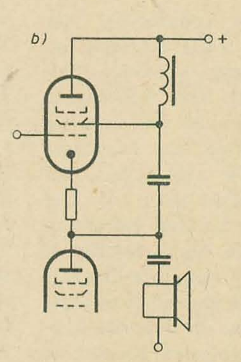


Bild 3: Prinzip der eisenlosen Endstufe mit geändertem Lautsprecheranschluß ◀







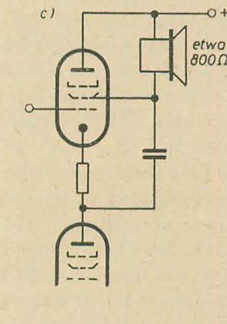


Bild 5: Verschiedene Möglichkeiten der Spannungszuführung zum Schirmgitter a) über Widerstand, b) über Drossel, c) über Lautsprecher

Da im Bild 1a die Punkte M und II (sowie M und I) wechselstrommäßig identisch sind, kann der Lautsprecher auch über einen Kondensator (zur Abblockung der Gleichspannung) direkt an den Punkt II gelegt werden (Bild 3), der dann den üblichen Masseanschluß führt.

Eine Schaltung, bei der die Phasenumkehrstufe entfällt, zeigt Bild 4. Das Gitter der oberen Röhre wird mit dem Spannungsabfall der unteren Röhre gesteuert. Durch die Phasendrehung um 180° wird eine zusätzliche Phasenumkehrstufe eingespart. Diese Einsparung geht jedoch auf Kosten von Verzerrung und Leistung.

Zur Erreichung eines größeren Wirkungsgrades verwendet man im allgemeinen Pentoden als Endröhren. Deren Schirmgittern ist eine gegen die Katoden konstante Gleichspannung zuzuführen. Um nun ohne zusätzliche Stromversorgung auszukommen, sind im allgemeinen folgende drei Schaltungsvarianten üblich.

Im Bild 5a wird die Schirmgitterspannung dem Schirmgitter über Widerstände von den zugehörigen Anoden zugeführt. Die Größe der Widerstände ist nach oben hin wegen der Schirmgitterstromzunahme bei Aussteuerung und nach unten hin wegen der Wechselstromleistungsverluste begrenzt.

Im Bild 5b liegt zwischen Schirmgitter und Anode der oberen Röhre eine Drossel zur Einspeisung des Schirmgitterstromes. Die Drossel muß so dimensioniert sein, daß ihre Impedanz auch bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz groß gegen die des Lautsprechers ist, da sie wechselstrommäßig parallel zum Lautsprecher liegt und ihn sonst zu stark bedämpfen würde. Die Schirmgitterspannung für die untere Röhre wird über einen Widerstand oder Spannungsteiler aus der Speisegleichspannung gewonnen. Dem größeren Aufwand gegenüber der Schaltung nach Bild 5a steht eine höhere Ausgangsleistung bei gleichen Verzerrungen und einem besseren Wirkungsgrad gegenüber.

Wird der Lautsprecher anstelle der Drossel zwischen Anode und Schirmgitter der oberen Röhre eingefügt, so entsteht eine weitere Variante (Bild 5c). Der Lautsprecher wird allerdings in diesem Fall vom Schirmgitterstrom durchflossen und von diesem statisch ausgelenkt. Dieser Einfluß kann aber durch eine entsprechende Justierung beseitigt werden. Man kann weiterhin zwischen Schirmgitter und Anode jeder der beiden Endröhren einen Lautsprecher oder auch eine Lautsprechergruppe schalten. Es ist dann jedoch darauf zu achten, daß der Schwingspulenscheinwiderstand jedes Lautsprechers (oder jeder Lautsprechergruppe) den doppelten Wert z. B. des Lautsprechers im Bild 5 hat.

Bei der Schaltung nach Bild 6 wird die gesamte Wechselstromleistung der Endstufe den Lautsprechern zugeführt. Der Kondensator C bewirkt, daß jeder Lautsprecher mit der Parallelschaltung der drei übrigen Lautsprecher bedämpft wird.

Praktische Anwendungen

Röhrenschaltungen

Bild 7 zeigt eine Endstufe mit dem Grundprinzip nach Bild 5. Der 32-μF-Kondensator dient zur Abblockung der Gleichspannung. Drossel L liegt wechselstrommäßig parallel zum Lautsprecher und muß, wie schon erwähnt, einen bedeutend größeren Wechselstromwiderstand besitzen als der Lautsprecher. Der Nachteil, daß die Verzerrungen der unteren Röhre auf die obere Röhre übertragen werden, wird durch eine entsprechende Arbeitspunkteinstellung (Katodenwiderstände 120 Ω/110 Ω) teilweise wieder ausgeglichen. Die Streuung der Werte der Bauelemente ist bis auf die der Katodenwiderstände unkritisch. Eine Toleranzgrenze unter 5% ist

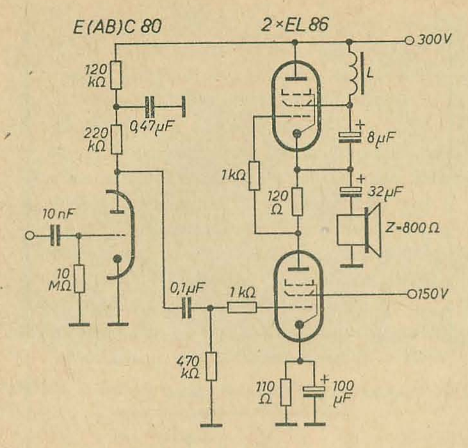


Bild 7: Eisenlose Endstufe (Philips)

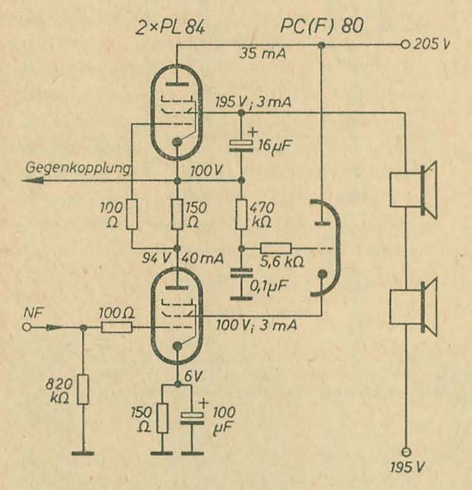


Bild 8: Eisenlose Endstufe in einem TV-Gerät (Philips)

jedoch angebracht. Die Induktivität der Schirmgitterdrossel soll >5 H betragen, da sonst die Ausgangsleistung bei tiefen Frequenzen zu sehr absinkt. Das Röhrenpaar liefert bei 1 kHz und bei einer Aussteuerung bis zum Gitterstromeinsatz eine Ausgangsleistung bis über 9 W und sinkt bei 20 kHz bzw. bei 25 Hz nicht unter 8 W. Der Frequenzgang ist bis über die obere Hörgrenze linear und hat bei 25 Hz einen Abfall von 3 dB. Bei einem Vergleich mit einer Eintaktstufe mit der Röhre EL 84 und mit Ausgangsübertrager ergibt sich etwa die doppelte Ausgangsleistung bei etwas geringerem Klirrfaktor und einem fast geradlinigen Frequenzgang.

Eine Endstufe für den Tonteil eines TV-Empfängers zeigt Bild 8. Das zusätzliche Triodensystem einer PCF 80 dient zur Stabilisierung der Schirmgitterspannung der unteren Röhre. Dieses Triodensystem wird von der Katode der oberen PL 84 gesteuert und ist hierdurch von deren Werten abhängig. Auch diese Stufe führt die erforderliche Phasenumkehr in der Stufe selbst durch.

Bild 9 zeigt die Endstufe eines industriell gefertigten Rundfunkempfängers. Diese Schaltung wurde für eine Ausgangsleistung von 3,5 W ausgelegt. Es ist aber durchaus möglich, nach einigen Änderungen eine Ausgangsleistung von 10 W zu erreichen [7]. Den Arbeitswiderstand der oberen Röhre bilden die drei Lautsprecher mit einem Gesamt-Z von 800 Ω (1 × 6-W-Lautsprecher mit 400 Ω und 2 × 2-W-Lautsprecher mit je 200 Ω). Herstellerbetriebe für hochohmige Lautsprecher sind der

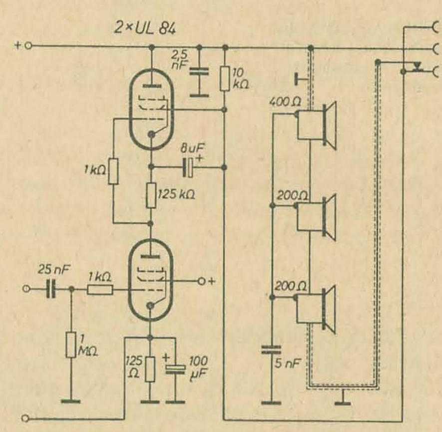


Bild 9: Endstufe des Rundfunkempfängers „Erfurt IV" (VEB Stern-Radio Sonneberg)

VEB Funkwerk Leipzig (400 Ω/6 VA) und der VEB (K) Elektrophysikalische Werkstätten Neuruppin (200 Ω/3 VA). Der parallel zu den Lautsprechern liegende Widerstand von 10 kΩ hat die Aufgabe, bei Unterbrechung der Lautsprecherleitung die Spannungszuführung zum Schirmgitter zu übernehmen. Wäre dies nicht der Fall, so würde der Anodenstrom (der oberen und unteren Röhre) bei Unterbrechung zu Null werden und somit das Schirmgitter der unteren Röhre zu glühen beginnen. Bei einer Ausgangsleistung von 3,5 W sinkt der Klirrfaktor von 10% (bei 100 Hz) auf etwa 4% (bei 10000 Hz) ab. Selbstverständlich läßt sich bei entsprechendem Schaltungsaufwand der Klirrfaktor noch weit nach unten (< 1%) treiben.

Transistorschaltungen

Häufige Anwendung finden eisenlose Endstufen in Transistorempfängern. Die folgenden Beispiele zeigen eine Reihe erprobter Schaltungen von eisenlosen Transistorendstufen westdeutscher und ausländischer Geräte. So gibt Bild 10 die Endstufe eines NF-Verstärkers von Telefunken wieder.

Die eisenlose Endstufe ist für einen Lastwiderstand von 2 Ω dimensioniert. Die Leistungstransistoren arbeiten in AB-Betrieb. Die vorgeschaltete Kollektorbasisstufe dient zur Eingangswiderstandserhöhung. Beide Stufen werden gemeinsam über den 50-Ω-Heißleiter gegen Schwankungen der Umgebungstemperatur und durch die Glühbirnen gegen Betriebsspannungsänderungen stabilisiert. Die Ausgangsleistung beträgt 5 W bei 1 kHz (Klirrfaktor < 1,5%) und 1,5 W bei 10 kHz (Klirrfaktor < 2%). Der Wirkungsgrad der Leistungsstufe bei Vollaussteuerung ist etwa 50% und erhöht sich bei B-Schaltung bis zu 70%. Allerdings wachsen dabei die Verzerrungen.

Die NF-Schaltung des UKW-Taschensupers „Grazia" von Graetz zeigt Bild 11. Die beiden Transistoren OC 71 bilden Vorstufe und Treiberstufe. Der Treibertrafo besitzt zwei getrennte Sekundärwicklungen. Die nachfolgende Endstufe bildet zwei völlig gleichartig aufgebaute Schaltungsteile. Da die beiden Transistoren gleichstrommäßig in Reihe geschaltet sind, arbeitet die Stufe nach dem Prinzip der halben Speisespannung (jede Stufe mit 4,5 V Betriebsspannung). Beide Transistoren werden so angesteuert, daß am Punkt A (Kollektor des unteren und Emitter des oberen Transistors) gleiche Phasenlage herrscht. Die Transistoren liegen wechselstrommäßig parallel, so daß durch den sich hierdurch ergebenden niedrigen Außenwiderstand der Lautsprecher mit Z = 30 Ω direkt, ohne Zwischenschaltung des Übertragers, angeschlossen werden kann. Der 100-µF-Kondensator dient zur Abblockung der Gleichspannung. Die frequenzunabhängige Gegenkopplung vermindert die Verzerrungen. Ein Anschluß des Lautsprechers liegt am Pluspol der Batterie, der andere über den Trennkondensator an der Kollektorseite des unteren Transistors. Der Trennkondensator lädt sich im Ruhezustand (NF-Signal am Eingang = 0) auf die halbe Speisespannung (4,5 V) auf.

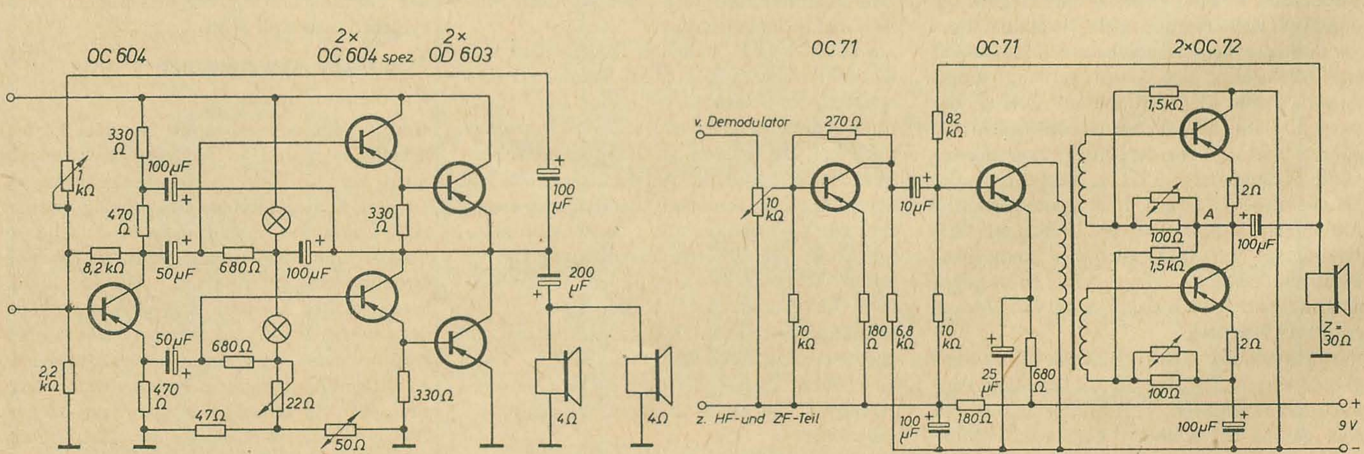


Bild 10: Endstufe eines NF-Verstärkers (Telefunken)

Bild 11: NF-Teil des UKW-Taschensupers „Grazia" (Graetz)

Liegt ein NF-Signal am Eingang, so fließt während der positiven Halbwelle in einem Transistor und während der negativen Halbwelle in dem anderen Transistor ein Kollektorstrom. Das Potential am Kollektor des unteren Transistors wird hierdurch periodisch größer oder kleiner als 4,5 V. Die in diesem Rhythmus schwankende Ladung des Kondensators be-

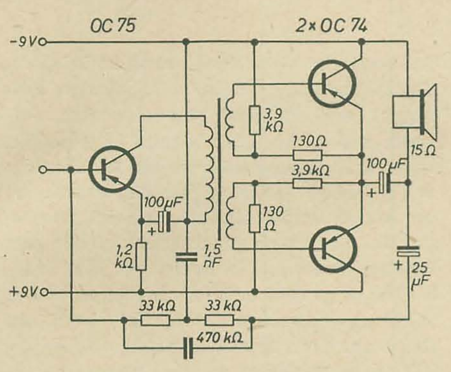


Bild 12: NF-Teil des UKW-Supers „Georgette" (Philips)

wirkt den durch den Lautsprecher fließenden NF-Strom.

Die Endstufe des Philips-UKW-Supers „Georgette" zeigt Bild 12. Für sie wurde die aus der Röhrenschaltung bekannte Single-ended-push-pull-Schaltung mit 2 × OC 74 verwendet. Vom Lautsprecher wirkt über einen 25-µF-Kondensator eine frequenzabhängige Gegenkopplung auf die Basis der Treiberstufe.

Eine weitere Endstufenschaltung eines Philips-Gerätes gibt Bild 13 wieder. Es handelt

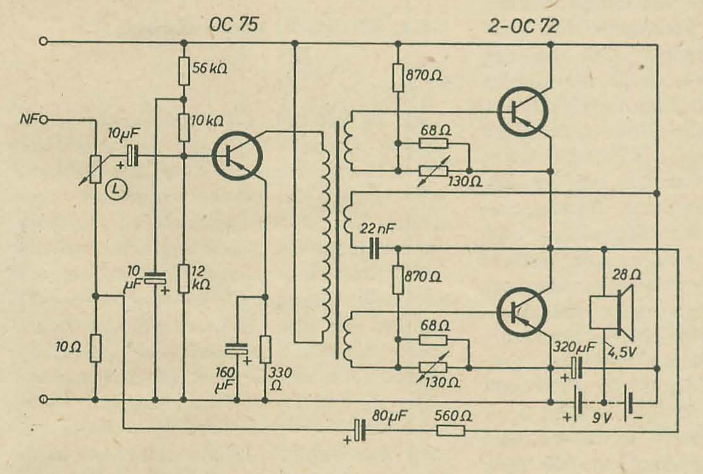


Bild 13: NF-Teil des UKW-Supers „Holiday" (Philips)

sich um die des UKW-Supers „Holiday". Das NF-Signal gelangt über den LautstärkereglerL an die Basis der Treiberstufe. Die Endstufe mit den Transistoren OC 72 arbeitet in B-Schaltung. Die zusätzliche Sekundärwicklung mit der Reihenkapazität von 22 nF bewirkt eine Höhenkorrektur durch Gegenkopplung. Die NTC-Widerstände (130 Ω) dienen zur Stabilisierung der Endstufe. Der Lautsprecher liegt mit der einen Hälfte der Batterie (4,5 V) in Reihe. Eine frequenzkorrigierende und von der Stellung des Lautstärkereglers abhängige Gegenkopplung wirkt vom Lautsprecher über ein RC-Glied bis zum Fußpunkt des Lautstärkereglers über den gesamten NF-Teil. Die Ausgangsleistung beträgt 250 mW.

Die Endstufe des sowjetischen Kofferempfängers „Atmosphäre" zeigt Bild 14. Die Stufe arbeitet mit vier Transistoren vom Typ П 13 A (erste Stufe mit dem Lautstärkeregler im Bild nicht dargestellt). Die Ausgangsleistung beträgt 150 mW. Als Speisequelle dienen zwei in Reihe geschaltete 4,5-V-Batterien. Über die beiden letzten Stufen wirkt eine Gegenkopplung, die durch Anhebung der tiefen Frequenzen für eine Verbesserung der

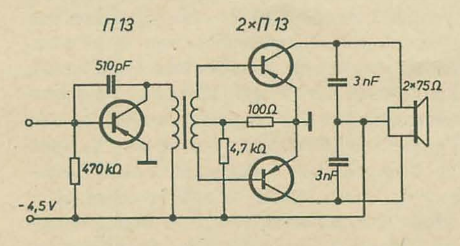


Bild 15: NF-Teil des sowjetischen Taschenempfängers „Malysch"

Bild 14: NF-Teil des sowjetischen Kofferempfängers „Atmosphäre"

Frequenzcharakteristik sorgt. Für den Empfänger wird ein dynamischer Lautsprecher mit einer Schwingspulenimpedanz von 28 Ω benutzt. Der Treibertransformator besitzt einen Permalloykern (Sch 6; 6 × 4) mit einer Primärwicklung von 1800 Wdg. 0,1 mm CuL und den beiden Sekundärwicklungen von je 400 Wdg. 0,1 mm CuL (bifilar).

Die Schaltung des sowjetischen Taschenempfängers „Malysch" zeigt Bild 15. Die Endstufe dieses Taschenempfängers zeichnet sich durch große Einfachheit aus, die jedoch durch einen entscheidenden Nachteil erkauft wurde. Dieser Nachteil liegt in der Besonderheit des Lautsprechers. Seine Schwingspulenimpedanz beträgt 150 Ω, die Spulenmitte wurde herausgeführt. Es können auch dynamische Kleinlautsprecher mit einer Schwingspulenimpedanz von 80 ··· 100 Ω verwendet werden, jedoch ist auch hier jeweils eine Mittelanzapfung erforderlich. Das Schaltbild zeigt, daß es sich wieder um die klassische Gegentaktschaltung, aber ohne Ausgangsübertrager, handelt. Der Frequenzbereich reicht nur von 400 ··· 6000 Hz bei 2,5 dB Abweichung. Der Klirrfaktor bleibt bei Nennleistung (80 mW) und 1000 Hz unter 10%. Zur Stromversorgung dienen Miniaturakkus, jedoch können auch normale 4,5-V-Flachbatterien (Taschenlampe) verwendet werden. Die Phasenumkehr erfolgt durch einen Treibertrafo, der aus einem Permalloykern besteht. Der Eisenquerschnitt des Trafos muß 0,09 ··· 0,4 cm² betragen (Primärspule des Treibertrafos 1000 Wdg 0,06 mm CuL; Sekundärspule 2 × 120 Wdg. 0,08 mm CuL). Des besseren Wirkungsgrades wegen arbeitet die Stufe in B-Schaltung.

Bedeutend günstiger ist jedoch die bekannte Single-ended-push-pull-Schaltung nach Bild 16, da hierbei wieder die Mittelanzapfung des Lautsprechers wegfallen kann. Es ist jetzt jedoch wiederum eine Mittelanzapfung der Gleichstromquelle erforderlich, die aber keinerlei Schwierigkeiten bereitet. Die Schaltung im Bild 16 zeigt die Endstufe des Empfängers HS-678 der amerikanischen Firma Motorola. Die negative Basisvorspannung von 0,14 V wird jeweils durch den 2,2-kΩ- und den 120-Ω-Widerstand erzeugt, während die beiden 15-nF-Kondensatoren eine Gegenkopplung auf die Basis darstellen, die den Frequenzgang verbessert und besonders die tiefen Frequenzen anhebt. Die beiden Sekundärwicklungen des Treibertrafos müssen galvanisch voneinander getrennt sein, da die Emitter der beiden Transistoren nicht das gleiche Potential besitzen.

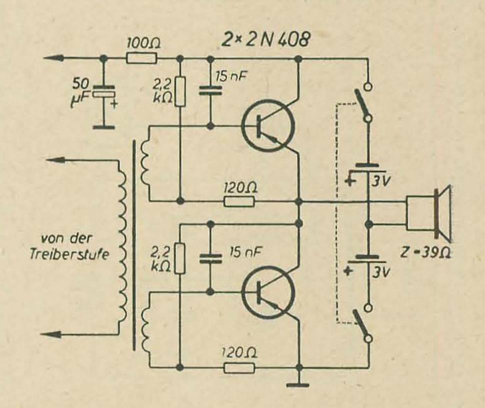


Bild 16: Endstufe des Empfängers HS-678 (Motorola)

Zusammenfassung

Der Beitrag gibt einen Überblick über eine moderne Variante der Endstufe, der eisenlosen oder auch transformatorlosen Endstufe. Nach einer grundsätzlichen Einführung folgen zahlreiche Beispiele in- und ausländischer Endstufen. Dimensionierungsprobleme — sowohl für Röhren- wie auch für Transistorschaltungen — wurden nicht näher behandelt. Es wird zu diesem Zweck auf ausführliche Literatur verwiesen [1], [2].

Trotz der in diesem Beitrag aufgezeigten Vorteile, die eine eisenlose Endstufe gegenüber der normalen Endstufe mit Übertragerausgang besitzt, wird sie bis jetzt relativ wenig eingesetzt. Das gilt sowohl für Röhren- wie auch für Transistorschaltungen. Die Gründe, die hierzu führen — in der Hauptsache sind es Fragen der Anpassung — werden in einem der späteren Hefte behandelt. *Jancke*

(Fortsetzung auf Seite 581)

Ein transistorisierter Annäherungsschalter

Bei einem sogenannten Annäherungsschalter handelt es sich um ein Gerät, das beim Nähern einer oder mehrerer Personen durch Betätigen von Schaltkontakten reagiert. Im vorliegenden Fall sollte sich beim Herantreten von Personen an einen Schaukasten eine Beleuchtungsanlage selbsttätig einschalten. Um Richteffekte auszuschließen, schieden fotoelektrische Methoden (Lichtstrahlunterbrechung u. ä.) von vornherein aus. So blieb nur die Ausnutzung der Tatsache, daß eine sich nähernde Person eine Kapazitätsänderung eines „Kondensators" hervorruft, dessen eine Elektrode durch einen günstig angebrachten Draht und dessen andere Elektrode durch die umgebenden, erdverbundenen Flächen — Fußboden, Wände usw. — verkörpert wird. Um die Kapazitätsänderung zum Betätigen eines Relais verwerten zu können, sind verschiedene Möglichkeiten bekannt geworden. In allen Fällen jedoch wirkt der Draht als strahlende Antenne. Da im Niederfrequenzgebiet die Ausbreitungsbedingungen für elektromagnetische Wellen ungünstiger sind als im höherfrequenten Gebiet, sollte der Annäherungsschalter im niederfrequenten Gebiet arbeiten, um dadurch zu verhüten, daß andere weiter entfernte Funkdienste gestört werden.

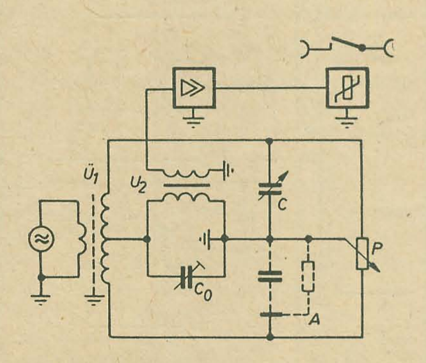


Bild 1: Prinzipschaltung des Näherungsschalters

Die Aufgabe läßt sich mit Hilfe einer Brückenschaltung lösen. Das Prinzip des angewandten Verfahrens ist aus Bild 1 zu ersehen.

Ein Generator mit einer Frequenz von etwa 20 kHz speist über einen symmetrischen Übertrager $Ü_1$ eine Brückenschaltung. Die Brückenzweige bestehen aus den beiden symmetrischen Sekundärwicklungen des Übertragers $Ü_1$ und jeweils aus einer Parallelschaltung einer Kapazität und einem Teil des Potentiometers P. Dabei wird die eine Kapazität durch die erwähnte Drahtkapazität gegenüber Erde gebildet. Da diese Kapazität verlustbehaftet ist, kann die Brücke mit der veränderlichen Kapazität C allein nicht abgeglichen werden, es muß außerdem noch zur Berücksichtigung dieser Verluste das Potentiometer entsprechend eingestellt werden. In der Brückendiagonalen ist ein Schwingkreis angeordnet, dessen Induktivität durch die Wicklung des Übertragers $Ü_2$ realisiert wird, der zur besseren Anpassung des Schwingkreises an den niedrigen Eingangswiderstand des nachfolgenden Transistorverstärkers eingesetzt wurde. Die letzte Stufe des Transistorverstärkers arbeitet mit einem Relais, das dann schaltet, wenn am Verstärkereingang eine Wechselspannung liegt, die bei Verstimmung der Brücke auftritt. Die zum Schalten des Relais am Verstärkereingang benötigte Wechselspannung kann natürlich nicht beliebig klein gemacht werden, da schon bei geringfügigen Brückenverstimmungen durch Störeffekte (Temperatureinflüsse, Schwanken der Antenne, Störspannungen und ähnliches) das Relais ansprechen würde.

Im endgültigen Brückenaufbau besteht C aus einer Parallelschaltung einer Festkapazität von 50 pF und einem Drehkondensator 20 ··· 90 pF. Der Antenne, deren Kapazität gegen Erde — je nach Aufstellung — im vorliegenden Fall zwischen 40 und 80 pF lag, wurde zum Feinabgleich ein Trimmer 3 bis 12 pF parallel geschaltet. Anstelle des hier verwendeten 5-MΩ-Potentiometers läßt sich auch ein Potentiometer von einigen 100 kΩ einbauen, wenn durch Vorschalten von Festwiderständen dafür gesorgt wird, daß der Gesamtwiderstand in die Größe von einigen MΩ kommt. Der kleinere Regelbereich ist bei Verzicht auf universellen Einsatz durchaus ausreichend. Der Schleifer des Potentiometers muß unbedingt geerdet werden, um Verstimmungen beim Abgleich durch Handkapazitäten zu begegnen. Der Kapazitäts- und Potentiometerabgleich muß so lange wiederholt werden, bis keine weitere Verringerung der Brückendiagonalspannung feststellbar ist. Damit beim Abgleichen nicht die Resonanzfrequenz des Schwingkreises verändert wird, muß dessen Kapazität C_0 entsprechend groß sein — Resonanzfrequenz $f_0 \approx 20$ kHz, $C_0 \approx 600$ pF. Der Übertrager $Ü_1$ wurde zur Verringerung von Streuspannungen, die eine Minimumtrübung hervorrufen, mit einem Schalenkern aufgebaut ($n_1 = n_2/2 = 200$ Wdg; 0,125 CuLS). Durch Abschirmungen muß außerdem dafür Sorge getragen werden, daß die Generatorspannung nicht direkt auf den Schwingkreis einstreut. An den Generator sind keine besonders scharfe Forderungen zu stellen. Er muß lediglich in der Lage sein, bei Anschluß an die Brücke eine Spannung von etwa 1 V mit einer Frequenz von 20 kHz abgeben zu können. Amplitudenschwankungen beeinflussen die Empfindlichkeit, Frequenzschwankungen den Abgleich der Brücke. Die Frequenzstabilität sollte besser als 1 ‰ sein. Bei dem gebauten Gerät wurden diese Forderungen durch einen Wienbrückengenerator erfüllt, der mit zwei OC 811 in Emitterschaltung bestückt wurde. Da diese Schaltung genau wie die des dreistufigen transistorisierten RC-Verstärkers (zur Verstärkung der Brückendiagonalspannung) üblichen Schaltungen entspricht und keinerlei Besonderheiten aufweist, soll nicht näher darauf eingegangen werden. Erwähnenswert ist die Anschaltung des Relais an die letzte Verstärkerstufe. An der letzten Verstärkerstufe erscheint die verstärkte Brückendiagonalspannung, die zur Betätigung des Relais dienen soll. Eine Möglichkeit zeigt Bild 2. Infolge seines ohmschen Wicklungswiderstandes von 2 kΩ kann das Relais nur dann unmittelbar in die Kollektorleitung eingeschaltet werden, wenn eine genügend große Speisespannung zur Verfügung

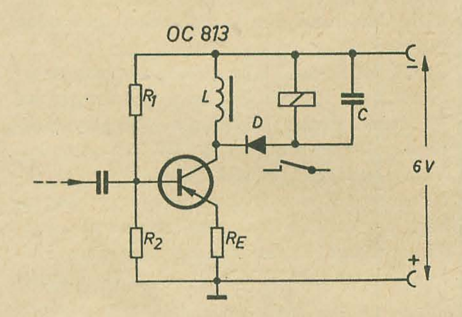


Bild 2: Endstufe des Näherungsschalters

steht. Da mit einer 6-V-Spannungsquelle gearbeitet werden sollte, wurde dem Transistor die Kollektorspannung über eine Drossel (L = 75 mH, R = 150 Ω) zugeführt. Der niedrige Gleichspannungsabfall über der Drossel, der durch den Kollektorgleichstrom von etwa 3,5 mA verursacht wird, bewirkt nur eine geringe Vorspannung der Gleichrichterdiode D und hat auf den Ansprechwert des Relais keinen erheblichen Einfluß. Der 5-μF-Elektrolytkondensator C dient als Ladekondensator, R_1 und R_2 in Verbindung mit R_E in bekannter Weise zur Arbeitspunktstabilisierung. Das benutzte Relais spricht auf einen Strom von 0,9 mA an. Bei der praktischen Erprobung schaltete das Relais, wenn sich eine Person der Antenne auf etwa 50 cm näherte — ein Wert, der für den gedachten Zweck ausreichte. Weitere Verbesserungen lassen sich durch entsprechende Antennenanordnungen und Antennenlängen sowie elektrisch und mechanisch stabilen Aufbau der Brückenschaltung erreichen.

Aus Veröffentlichungen des Institutes für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, bearbeitet von Dipl.-Ing. O. Franke und Dipl.-Ing. H. Langer

M. Todjarowa: Transistor-Näherungsschalter; Diplomarbeit am Institut für Elektrotechnik und Elektroakustik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, 1961

Impulsüberspannungen an kleinen Halbleitergleichrichtern

Ing. ERNST BOTTKE

Mitteilung aus dem Institut für Halbleitertechnik Teltow

Mit der fortschreitenden Anwendung von Halbleitergleichrichtern wird der Elektroniker dem Netzteil der Geräte zunächst mehr Aufmerksamkeit widmen müssen als bisher. Die Berechnung für den stationären Betrieb hat wegen des sehr kleinen Spannungsabfalls am Gleichrichterelement zwar Ergebnisse, die zunächst ungewohnt sind, weicht aber im großen und ganzen nicht von dem bisherigen Verfahren ab. Neu ist dagegen die Notwendigkeit, Untersuchungen über etwa mögliche, impulsförmige Überspannungen und Überströme anzustellen. Darüber sei hier in einer für den Praktiker verständlichen Form kurz berichtet.

Allgemeines

Der Vorteil der modernen Germanium- und Siliziumgleichrichter durch ihre geringen Abmessungen wird in gewisser Hinsicht zum Nachteil, wenn sie kurzzeitig überlastet werden. Das liegt an der Kleinheit und der geringen Wärmekapazität des aktiven Gleichrichterteils (pn-Übergang) sowie der niedrigen Ausbreitungsgeschwindigkeit der Wärme im Halbleitermaterial. Eine impulsförmige Erhöhung der dem Gleichrichter zugeführten Energie hat unmittelbar eine Sperrschichtübertemperatur zur Folge. Diese darf eine bestimmte Grenze nicht überschreiten.

In Durchlaßrichtung ist z. B. nach dem Datenblatt [1] für die Siliziumgleichrichter OY 911 bis 917 ein Rechteckimpuls von 16 A bzw. ein Dreieckimpuls von 28 A bei einer Impulsdauer von 5 ms zulässig. Impulsförmige Stromerhöhungen dieser Größe treten in den Netzteilen elektronischer Geräte im allgemeinen nur beim Einschalten als Ladeströme von Kondensatoren auf. Für den Transformatoreninnenwiderstand in Schaltungen mit Ladekondensator ist deshalb eine bestimmte Mindestgröße als Schutzwiderstand vorgeschrieben [1]. Außerdem ist die maximale Kapazität des Ladekondensators angegeben. Da nach den einschlägigen Normen (DIN 41325, TGL 5151) für Elektrolytkondensatoren eine Plustoleranz bis zu 50 % zulässig ist, darf z. B. der Gleichrichtertyp OY 917 mit einem Ladekondensator von höchstens 150 μF Nennkapazität betrieben werden. Sichert man die Gleichrichter mit den vorgeschriebenen Sicherungen (bei den Siliziumgleichrichtern OY 911 ··· 917 z. B. mit dem GS-Schmelzeinsatz 3050 F/1,6 A, flink) ab, die der Überlastungskennlinie angepaßt sind, so schaden kurzzeitige Überströme in Durchlaßrichtung infolge impulsartiger Spannungserhöhungen den Gleichrichtern nicht.

Sehr viel kritischer sind Impulsüberspannungen in Sperrichtung. Durch sie darf keinesfalls die Durchbruchspannung überschritten werden [2]. Diese liegt bei den Gleichrichtern der Reihe OY 911 ··· 917 50 % höher als die betriebsmäßig zulässige Spitzensperrspannung (z. B. OY 917: $700 \cdot 1{,}5 = 1050$ V) [1].

Die Ursachen von Überspannungen

Die Entstehungsquellen von impulsförmigen Überspannungen, die u. U. Halbleitergleichrichter in Mitleidenschaft ziehen können, seien hier nur kurz zusammengestellt:

Überspannungen durch äußere Einwirkungen

Auf den Leitungen der Stromversorgung treten sporadisch für die Dauer von einigen μs Spannungsstöße bis etwa 15 kV auf! Im ms-Bereich kann man Impulsspitzen bis zu etwa 1300 V bemerken. Sie entstehen durch Blitzschläge in Hochspannungsleitungen, durch Induktionsstöße beim Ein- und Ausschalten von größeren elektrischen Maschinen und beim Anschalten von Kondensatorbatterien, die der Blindstromkompensation dienen.

Überspannungen beim Einschalten von Netztransformatoren

Beim Einschalten von schwach belasteten Netztransformatoren können erhebliche Strom- und Spannungsstöße auftreten. Der dabei mögliche Stromstoß auf der Primärseite, der mit einer entsprechenden Überspannung auf der Sekundärseite gekoppelt ist, hängt von dem Augenblickswert der Netzspannung ab, der beim Schließen des Schalters vorliegt [3]. Wird der Transformator gerade im Spannungsmaximum eingeschaltet, stellt sich sogleich der stationäre Zustand ein (Bild 1, Zeit t_0). Der etwa um 90 % gegenüber der Spannung phasenverschobene Primärstrom beginnt beim Wert Null. Eine Überspannung tritt nicht auf.

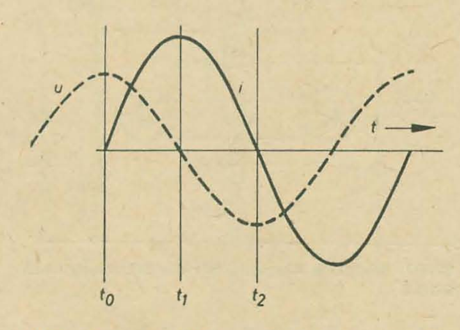


Bild 1: Strom- und Spannungsverlauf auf der Primärseite eines annähernd leerlaufenden Netztransformators

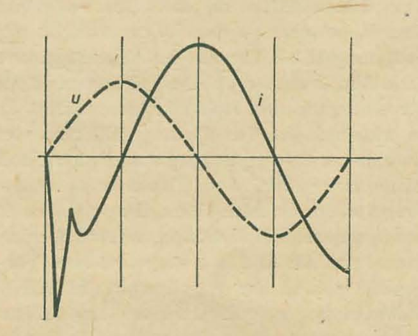


Bild 2: Ausgleichsvorgang auf der Primärseite eines Transformators beim Einschalten im Nulldurchgang der Netzspannung

Wird dagegen der Schalter beim Nulldurchgang der Spannung geschlossen, so fehlt zunächst die Gegenspannung, die sonst durch das zusammenbrechende Magnetfeld, das mit dem um 90° nacheilenden Strom verbunden ist, erzeugt wird (Zeit t_1). Es entsteht auf der Primärseite ein Stromstoß, der den Eisenkern

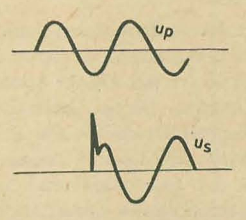


Bild 3: Verlauf der Sekundärspannung (u_s) beim Einschalten im Nulldurchgang der Netzspannung

auf den dem stationären Zustand entsprechenden Magnetisierungszustand bringt. Dies ist schematisch im Bild 2 dargestellt. Mit dem Oszillografen kann man beim Einschalten von Transformatoren der genormten Größen M 85 und M 102 auf der Primärseite Impulsscheitelströme bis zu 10 A messen. Die Sekundärspannung verläuft bei diesem Magnetisierungsvorgang ähnlich wie im Bild 3 dargestellt.

Rechnerisch zeigt sich, daß im idealen Fall (Primärseite als reine Selbstinduktion angesehen) maximal die doppelte Sekundärspannung auftreten kann [3]. In der Praxis werden die Verhältnisse durch Sättigungserscheinungen am Trafokern und durch die mit dem Sättigungsgrad ansteigende Streuinduktivität unübersichtlich. Es bleibt meistens nichts anderes übrig, als experimentell vorzugehen. Bei kleinen Transformatoren mit beträchtlichen Wicklungswiderständen ist die Gefahr im allgemeinen gering. Ganz besondere Aufmerksamkeit ist jedoch geboten, wenn Halbleitergleichrichter aus Hilfswicklungen großer Transformatoren gespeist werden.

Überspannungen beim Ausschalten von Netztransformatoren

Wird ein leerlaufender oder schwach belasteter Transformator im Spannungsmaximum vom Netz getrennt, wenn der Primärstrom durch Null geht (Zeit t_2), erfolgt die Unterbrechung ohne Komplikationen. Wird das Netz dagegen

im Strommaximum (Zeit t_1) abgetrennt, erzeugt das zusammenbrechende Magnetfeld auf der Sekundärseite eine beträchtliche Überspannung (Bild 4), die meistens erheblich größer ist als die beim Einschalten mögliche Spannungserhöhung [3].

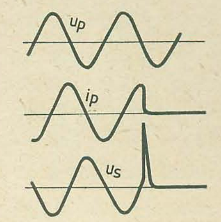


Bild 4: Verlauf der Sekundärspannung (u_s) eines schwach belasteten Netztransformators beim Ausschalten im Maximum des Primärstromes (i_p)

Überspannungen bei gleichzeitigem Ein- und Ausschalten von anderen Stromverbrauchern mit induktivem Charakter

In größeren elektronischen Anlagen können Überspannungen auftreten, wenn über denselben Zentralschalter Schaltschütze, Magnetkupplungen, Lüftermotoren u. ä. Stromverbraucher mit stark induktivem Charakter geschaltet werden. Es ist dabei ohne Belang, ob die Zusatzgeräte an den Primär- oder Sekundärklemmen des Transformators liegen.

Überspannungen bei Abwärtstransformatoren

Bei Abwärtstransformatoren mit großem Untersetzungsverhältnis, an deren Sekundärseite Gleichrichter mit kleiner Sperrspannung betrieben werden, können beim Einschalten über die Kapazität zwischen der Primär- und Sekundärwicklung störende Impulsüberspannungen an den Sekundärklemmen auftreten (Bild 5). Sie sind relativ einfach durch eine an Masse liegende Schutzwicklung zu beseitigen. Ein derartiger statischer Schirm schafft auch für die im folgenden Abschnitt beschriebenen Messungen eindeutige Verhältnisse.

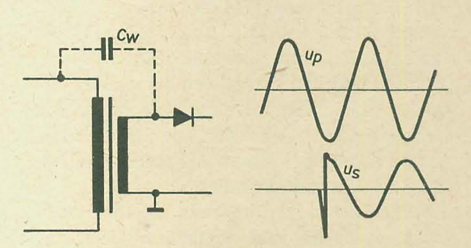


Bild 5: Spannungsstoß über die Wicklungskapazität eines Abwärtstransformators

Die Feststellung von Überspannungen

Aus dem bisher Gesagten geht hervor, daß die Bedingungen für das Entstehen von Überspannungen in konkreten Fällen der Praxis sehr unterschiedlich sein werden. Einfache Regeln, nach denen man ihre Höhe abschätzen könnte, lassen sich nicht aufstellen. Man ist im Einzelfall auf Messungen angewiesen.

Bei derartigen Untersuchungen im fertigen Gerät kommt es vielfach vor, daß einige Gleichrichterzellen zerstört werden. Es wird daher empfohlen, für die Dauer der Messungen vorübergehend Gleichrichterelemente mit einer zwei- bis vierfachen Sperrspannung oder Reihenschaltungen mehrerer Elemente einzusetzen. Gelegentlich wird es auch möglich sein, beispielsweise durch das Vorschalten eines großen Autotransformators, die Anschlußspannung auf die Hälfte oder ein Viertel der betriebsmäßigen Höhe herabzusetzen. Zur Erfassung der ungünstigsten Bedingungen ist es evtl. noch notwendig, die Gleichstromlast abzutrennen.

Als Anzeigegerät für die Überspannungsimpulse wird am besten ein Oszillograf hoher Ablenkgeschwindigkeit mit stark nachleuchtendem Schirm und Triggermöglichkeit verwendet. Schleifenoszillografen sind meistens zu niederohmig und zu träge. In der ausländischen Fachliteratur wird für den Oszillografenverstärker eine Anstiegszeit von mindestens 0,1 μs gefordert [4]. Die Kippfrequenz sollte bis in den MHz-Bereich reichen. Bei direkter Beobachtung des Leuchtschirmbildes wird empfohlen, den Meßraum abzudunkeln. Damit sich die Aufmerksamkeit des Auges auf einen beschränkten Schirmausschnitt konzentrieren kann, ist es u. U. günstig, wenn man auf die Zeitablenkung verzichtet. Stehen hochempfindliche Filme zur Verfügung, so kann es vorteilhaft sein, die Vorgänge auf dem Schirm fotografisch festzuhalten und die Reihenaufnahmen später auszuwerten [4].

Für die Untersuchungen von Impulsspannungen ist häufig auch ein speichernder Spitzenspannungsindikator nützlich [4]. Er

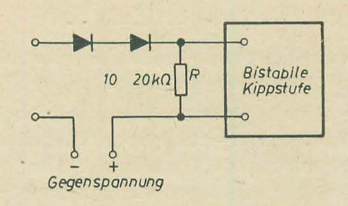


Bild 6: Speichernder Impulsspannungsmesser

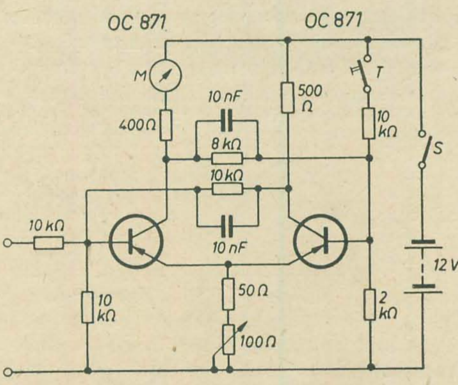


Bild 7: Bistabile Kippstufe für die Schaltung nach Bild 6

besteht aus einem Gleichrichter, der durch eine variable Gegenspannung in Sperrichtung vorgespannt wird (Bild 6). Wenn die Impulsspitze den Gleichrichter in das Durchlaßgebiet steuert, entsteht an dem Widerstand R ein Spannungsabfall, der eine bistabile Kippstufe nach Bild 7 umsteuert. Das Umkippen ist an der Änderung des Kollektorstrommessers M zu erkennen. Bei der Messung geht man von einer hohen Gegenspannung aus, die nach und nach herabgesetzt wird. Durch einen Spannungsstoß definierter Höhe, der evtl. durch eine Kondensatorentladung gewonnen werden kann, wird die Eichung vorgenommen. Verwendet man in der Schaltung nach Bild 6 Halbleiterdioden, müssen diese eine kleine Sperrträgheit besitzen. Es wären also Typen mit möglichst kleiner Strombelastbarkeit zu verwenden. Sofern die Potentialverhältnisse es zulassen, sind auch Hochvakuumgleichrichter prinzipiell verwendbar.

Schutzmaßnahmen gegen Überspannungen

Aus den bisherigen Ausführungen kann man den Eindruck gewinnen, daß zur Unschädlichmachung der Spannungsspitzen ein besonderer Aufwand nötig sei. Bei den in elektronischen Geräten meistens angewendeten Gleichrichterschaltungen mit Ladekondensator bleibt dieser jedoch in erträglichen Grenzen.

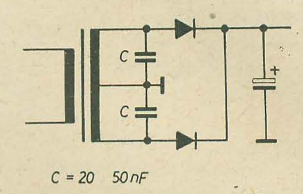


Bild 8: Mittelpunktschaltung mit Schutzkondensatoren

Zweiwegschaltungen mit Ladekondensator

Zweiwegschaltungen haben den Vorteil, daß die Überspannungsimpulse, ganz gleich welchem Augenblickswert der Periode sie aufgesetzt sind, stets einen Stromweg in Durchlaßrichtung der Gleichrichterelemente vorfinden. Der Energieinhalt der Impulse geht dann auf den Ladekondensator über. Die Spannungsbeanspruchung der in Sperrichtung gepolten Elemente bleibt in erträglichen Grenzen. Die Wicklungswiderstände und die Streuinduktivität sorgen dabei meistens bereits für eine ausreichende Strombegrenzung.

So genügt es in der Mehrzahl der Fälle, Kondensatoren von 20 ··· 50 nF über die Sekundärklemmen zu legen (Bild 8), um die kurzzeitigen Überspannungen aus dem Lichtnetz an der aus der Streuinduktivität und dem Kondensator C gebildeten LC-Siebkette aufzufangen. Der über die meistens vorhandene Heizwicklung in die Sekundärseite hineintransformierte Fadenwiderstand der Röhren dämpft die Ein- und Ausschaltimpulse ebenfalls in gewissem Maße.

Eine Gleichrichterschaltung aus vier OY 913 ohne Kühlblech (mit den nach [1] vorgeschriebenen Parallelwiderständen), die bei einer Sekundärspannung von 200 V_{eff} (Trafokern M 85) am Ladekondensator (50 μF) bei 90 mA Gleichstrom eine Spannung von 260 V ergibt, arbeitet seit längerer Zeit einwandfrei; das gleiche gilt für eine Zweiwegschaltung 2×210 V_{eff} (Trafokern M 85), die mit zwei Gleichrichtern OY 916 bestückt ist. Bei der industriellen Erprobung in einem Kinokraftverstärker, in dem eine Brückenschaltung an der Sekundärseite eines größeren Transformators (280 V_{eff}, Gleichstrom 230 mA) verwendet wird, mußten anstelle des an sich nominell ausreichenden Gleichrichtertyps OY 914 zwecks Erreichung einer höheren Impulssicherheit Elemente vom Typ OY 915 eingesetzt werden. In diesem Falle waren für die Gleichrichter offenbar die Spannungsimpulse beim Ausschalten gefährlich. Derartige Impulse werden am besten durch ein RC-Glied nach Bild 9, parallel zur Primärseite des Transformators, aufgefangen [5]. Für die Dimensionierung gelten folgende Überschlagsgleichungen:

$$C = 200 \frac{P_a}{U^2}$$

$$R = \frac{200}{C}$$

P_a ist hierbei die Ausgangsleistung in W, U die Netzspannung in V, C die Kapazität in μF und R der Widerstand in Ω.

Zweiwegschaltungen mit Drosseleingang

Die im Bild 10 wiedergegebene Schaltung wird in elektronischen Geräten gelegentlich angewendet, wenn das Netzgerät, wie z. B. für den

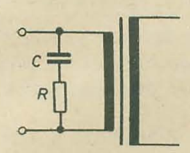


Bild 9: RC-Glied zur Bedämpfung der Ausschaltimpulsspannung

Telegrafiebetrieb von Sendern, niederohmig sein muß. In diesem Falle treten die Impulsüberspannungen beim Ein- und Ausschalten nahezu in voller Höhe an den Gleichrichtern auf. Eine spannungsmäßige Überdimensionierung der Gleichrichter wird kaum zu vermeiden sein. Das RC-Glied parallel zur Primärseite (Bild 9) sollte in diesem Fall stets verwendet und auf Grund der oben angegebenen Impulsspannungsmessungen besonders sorgfältig dimensioniert werden. Die Verwendung von spannungsabhängigen Widerständen und Überspannungsableitern mit Glimmstrecken ist in Betracht zu ziehen.

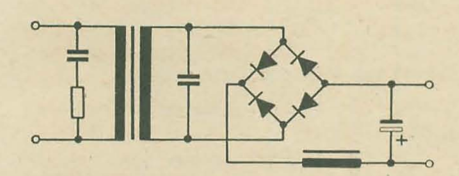


Bild 10: Siebkette mit L-Eingang und Brückenschaltung

Gleichrichter in Einwegschaltung in TV-Empfängern

In TV-Empfängern verwendet man vorwiegend Einweggleichrichterschaltungen, die direkt am Netz arbeiten. Hierbei gelangen Impulsüberspannungen an den Gleichrichter. Die im internationalen Maßstab gewonnenen Betriebserfahrungen haben gezeigt, daß für derartige Schaltungen Gleichrichterzellen mit einer Durchbruchspannung von über 1250 Volt erforderlich sind. Der Gleichrichtertyp OY 917 mit 1050 Volt minimaler Durchbruchspannung reicht also nicht aus. Es wäre vorläufig nach Bild 11 eine Reihenschaltung aus zwei Gleichrichtern OY 915 zu verwenden. Der Kondensator C dient in Verbindung mit dem Vorwiderstand R, der zur Einschaltstrombegrenzung notwendig ist, zur Abflachung der höchsten, kurzzeitigen Spannungsspitzen im μs-

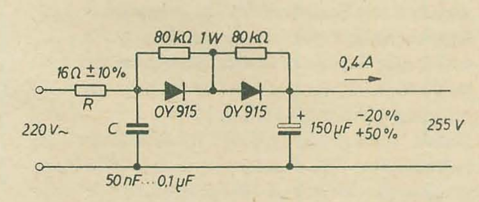


Bild 11: Gleichrichterschaltung für TV-Geräte

Bereich. Schaltet man in Reihe mit dem Widerstand R noch eine kapazitätsarme Drossel von 15 mH und macht den Kondensator C 0,1 μF groß [6], so kann man wahrscheinlich auch mit dem Gleichrichtertyp OY 917 auskommen. Erfahrungen darüber liegen nicht vor. Eine derartige Drossel ist jedoch unbequem und teuer.

Gleichrichter in Einwegschaltung mit Netztransformator

Zum Auffangen der sporadisch aus dem Stromversorgungsnetz kommenden kurzzeitigen Überspannungen genügt ebenfalls der bereits oben erwähnte Kondensator von etwa 50 nF auf der Sekundärseite. Sonst gilt hinsichtlich des Schutzes gegen Impulsspannungen das über die Schaltungen mit Drosseleingang Gesagte. Da der Primärstrom einer Einweggleichrichterschaltung mit Transformator etwa nach Bild 12 verläuft und hohe

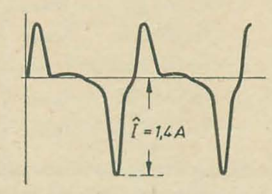


Bild 12: Verlauf des Primärstromes bei einem auf eine Einweggleichrichterschaltung arbeitenden Netztransformator. (M 102, 1 × 200 V_{eff}, C_L = 150 μF, OY 917, I = 300 mA)

Spitzenwerte erreicht, ist der Bemessung des RC-Gliedes parallel zur Primärseite, mit dem die Ausschaltimpulse aufgefangen werden, auf Grund experimenteller Untersuchungen besonders sorgfältig zu dimensionieren.

Zusammenfassung

Es wurden die Entstehungsursachen von Impulsüberspannungen, durch die moderne Germanium- und Siliziumgleichrichter in den verschiedenen Gleichrichterschaltungen in unterschiedlichem Maße gefährdet werden, erläutert und Maßnahmen zu ihrer Unschädlichmachung angegeben. Die Behandlung dieser Dinge ist notwendig, weil die bisherigen Gleichrichterarten infolge ihrer hohen Spannungsfestigkeit (Vakuumröhren) oder ihrer großen elektrischen Kapazität und Wärmeträgheit (Selengleichrichter) einer Impulsbeanspruchung besser gewachsen sind.

Literatur

[1] Dipl.-Ing. Max Kunert: Siliziumgleichrichter OY 911 ··· 917; radio und fernsehen 7 (1962) S. 209 u. 210, 9 (1962) S. 279 u. 280

[2] E. Bottke: Das Wichtigste über Germanium- und Siliziumgleichrichter; radio und fernsehen 18 (1961) S. 564 ··· 566 und 19 (1961) S. 607 ··· 609

[3] Burstyn: Elektrische Kontakte und Schaltvorgänge; Springer-Verlag Berlin 1950

[4] Firmenschrift Thomson-Houston: Detection et Reduction des Surcharges de Tension dans les Redresseurs an Germanium et au Silicium

[5] Der Trinistor; Funktechnik 8 (1961) S. 246

[6] Prospekte der Firma Eberle & Co, Nürnberg

(Fortsetzung von Seite 577)

Literatur

[1] J. Rodrigues de Miranda: Niederfrequenzverstärker mit direktgekoppelten Lautsprecher; radio und fernsehen 5 (1958) S. 141 ··· 145

[2] Klaus Dannowski: Eisenlose Endstufen mit Transistoren; radio und fernsehen 17 (1960) S. 547 ··· 549 und 18 (1960) S. 590 ··· 592

[3] F. D. Stricker: Moderne Gegentaktstufen; Radioschau 1 (1960) S. 27 ··· 28

[4] W. Aschermann: Vereinfachte transformatorlose Gegentaktschaltung; Funktechnik 23 (1956) S. 682

[5] W. Auer: Eine weitere Ankopplungsmöglichkeit der Lautsprecher an eine sogenannte transformatorlose Gegentakt-Endstufe; Elektronische Rundschau 3 (1959) S. 93

[6] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker IV; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

[7] Gerhard Hossner: Erfurt IV — ein Rundfunkempfänger mit eisenloser Endstufe; radio und fernsehen 3 (1961) S. 73 bis 76

[8] Jürgen Rocktäschel: Eisenlose Endstufe mit 2×EL 86; radio und fernsehen 3 (1961) S. 70 ··· 72

[9] Ein temperaturstabiler 8-Watt-Transistorverstärker für hochwertige Stereo-Wiedergabeanlagen; Elektronische Rundschau 4 (1959) S. 137

[10] Clemens Höringer: Eisenlose Gegentakt-AB-Verstärker mit den Transistoren OC 831; radio und fernsehen 11 (1961) S. 331 ··· 333

[11] Eisenlose Endstufen in ausländischen Transistorempfängern; Funktechnik 21 (1961) S. 781 u. 782

[12] Переносный радиоприемник „Атмосфера“ Радио 1 (1961) S. 50;

[13] Радиоприемник „Малыш“; радио 11 (1960) S. 34 ··· 36

Bilaterale Leitfähigkeit von pnp-Flächentransistoren im Schaltbetrieb

Ing. H. STEIN

Teil 2 und Schluß

Wechselspannungsschalter unter Ausnützung der bilateralen Leitfähigkeit

Das im Teil 1 beschriebene Beispiel soll als Grundlage für die Dimensionierung eines Wechselspannungsschalters (Bild 11) dienen. Da dort U_o mit 3 V festgelegt wurde, beträgt der Effektivwert der zu schaltenden Wechselspannung 2,1 V_{eff}.

Aufgabe

Eine sinusförmige Wechselspannung von 2,1 V_{eff} soll an einem Lastwiderstand von 1 kΩ geschaltet werden.

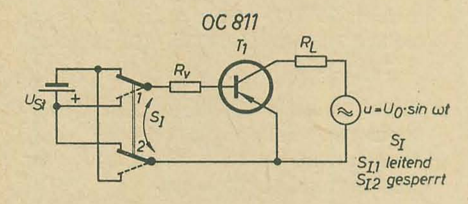


Bild 11: Weckselspannungsschalter mit asymmetrischem Transistor

Wahl der Steuerspannung U_{St}

Die höchste Steuerspannung wird zum Sperren des Transistors in der Betriebsart B benötigt.

Nach (7) muß

$$U_{BE} = U_{St} > |\hat{U}_o| \text{ sein.}$$

Diese Forderung ist mit

$$U_{St} = 3{,}2 \text{ V erfüllt.}$$

Festlegung des Vorwiderstandes R_v

Den größten Steuerstrom erfordert ebenfalls die Betriebsart B, wenn im leitenden Zustand des Transistors der positive Scheitelwert der Betriebsspannung von 3 V erreicht ist.

Läßt man in diesem Falle wieder einen Spannungsabfall von 0,15 V an der Schaltstrecke Emitter—Kollektor zu, so ergibt sich als Spitzenwert des Stromes durch den Lastwiderstand

$$\hat{I}_L(B) = \frac{\hat{U}_o - \hat{U}_{CE}(B)}{R_L} = \frac{3 - 0{,}15}{1 \cdot 10^3} = 2{,}85 \text{ mA},$$

wenn der Innenwiderstand der Wechselspannungsquelle gegenüber dem Lastwiderstand vernachlässigbar klein ist.

Nach Bild 4 im Teil 1 ist dazu ein Basisstrom von

$$I_B(B) = -840\ \mu A$$

nötig. Da I_B (A) für $\hat{I}_L$ (A) = —2,85 mA nur —50 μA beträgt, wird R_v durch I_B (B) = —840 μA mit U_{BE} (B) = —200 mV (Bild 8) bestimmt.

$$R_v = \frac{U_{St} - U_{BE}(B)}{I_B(B)} = \frac{-3{,}2 - (-0{,}2)}{-0{,}84 \cdot 10^{-3}}$$

$$\approx 3{,}5 \text{ k}\Omega$$

Während der negativen Halbwelle der Betriebsspannung wird der Transistor stark übersteuert. Zwar wird die Basis-Emitterstrecke etwas hochohmiger, jedoch wird I_B (A) praktisch durch U_{St} und R_v bestimmt, so daß

$$I_B(A) \approx I_B(B)$$

wird.

Leistungsverstärkung

Die Leistungsverstärkung dieses Schalters beträgt etwa 5 dB. Sie ist so gering, weil der weitaus größte Teil der Steuerleistung an R_v verlorengeht.

Erforderliche Grenzwerte der Transistoren

Im leitenden Zustand des Schalters dürfen die Grenzwerte der Ströme in beiden Richtungen nicht überschritten werden, d. h.

$$|-I_C(A)| \leq |-I_{Cmax}| \quad (12)$$

$$I_C(B) \leq I_{Cmax} \quad (13)$$

$$|-I_E(B)| \leq |-I_{Emax}| \quad (14)$$

$$I_E(A) \leq I_{Emax} \quad (15)$$

$$|-I_B(B)| \leq |-I_{Bmax}| \quad (16)$$

Unter Beachtung der Integrationszeit können statt der Maximalwerte auch die Spitzenwerte eingesetzt werden.

Ferner darf die an der Schalt- und Steuerstrecke der Transistoren umgesetzte Leistung die zulässige Verlustleistung nicht übersteigen.

Im gesperrten Zustand des Schalters dürfen die Sperrspannungen der Kollektor- und Emitterdiode sowie die zulässige Spannung zwischen Kollektor und Emitter nicht überschritten werden.

Während der negativen Halbwelle der Betriebsspannung führt die Basis +3,2 V und der Kollektor —3 V gegen den Emitter, so daß

$$\hat{U}_{BC} = U_{St} + |\hat{U}_o| = 3{,}2 + 3 = 6{,}2 \text{ V}$$

wird.

Es muß also

$$U_{St} + |\hat{U}_o| \leq U_{BCmax} = -U_{CBmax} \quad (17)$$

sein.

Da $|\hat{U}_o| \approx U_{St}$ ist,

$$\text{wird} \quad |\hat{U}_o| \leq \frac{U_{BCmax}}{2} = -\frac{U_{CBmax}}{2} \quad (18)$$

Ferner muß nach (7)

$$|\hat{U}_o| \leq U_{BEmax} = -U_{EBmax} \quad (19)$$

$$|\hat{U}_o| \leq U_{CEmax} \quad (20)$$

$$|\hat{U}_o| \leq -U_{CEmax} \quad (21)$$

sein.

Die Betriebsspannung im Bild 11 darf also die halbe Sperrspannung der Kollektordiode, die Sperrspannung der Emitterdiode sowie die maximale Kollektor-Emitterspannung in beiden Polaritäten nicht übersehreiten.

Auch hierbei können unter Beachtung der Integrationszeit die Spitzenwerte ausgenutzt werden.

Unterdrückung der bilateralen Leitfähigkeit

Eine Verringerung der erforderlichen Steuerleistung ergibt sich in der Schaltung nach Bild 12. Hierin ist ein asymmetrisches Transistorpaar ausgangsseitig antiparallel geschaltet. Diese Anordnung kommt einem symmetrischen Transistor nahe. Betriebs- und Steuerspannungsquelle sind mit Bild 11 identisch.

Festlegung des Vorwiderstandes R_v

Die negative Halbwelle der Betriebsspannung führt bei T_1 zur Betriebsart A, bei T_2 zur Betriebsart B, während der positiven Halbwelle ist es umgekehrt.

Bekanntlich erfordert die Betriebsart A für einen Laststrom von —2,85 mA einen Basis-

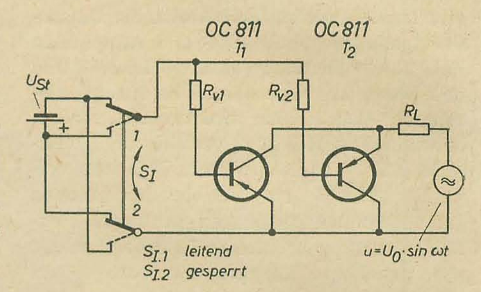


Bild 12: Wechselspannungsschalter mit antiparallel geschalteten asymmetrischen Transistoren

strom von —50 μA. Dazu gehören

$$U_{BE}(A) = -200 \text{ mV}$$

und

$$\hat{U}_{CE}(A) = -150 \text{ mV}$$

Damit ergibt sich für den Vorwiderstand von T_1

$$R_{v1} = \frac{U_{St} - U_{BE}(A)}{I_B(A)} = \frac{-3{,}2 - (-0{,}2)}{-50 \cdot 10^{-6}}$$

$$= 60 \text{ k}\Omega$$

Man beachte bei diesem hohen Vorwiderstand die Funktion $-U_{CEmax} = f(R_{BE})$. Die positive Halbwelle steuert T_2 zwischen Basis und Kollektor aus. Dieser Transistor wird also in Kollektorschaltung (Betriebsart A) betrieben, da der Kollektor die gemeinsame Elektrode für Ein- und Ausgang ist.

Die notwendige Steuerspannung beträgt

$$U_{BC}(A) = U_{BE}(A) - U_{CE}(A)$$

$$= -200 \text{ mV} - (-150 \text{ mV})$$

$$= -50 \text{ mV}$$

Da U_{St} sowohl groß gegen U_{BE} (A) als auch gegen U_{BC} (A) ist, wird

$$R_{v2} \approx R_{v1} = 60 \text{ k}\Omega$$

Die Vorwiderstände begrenzen im leitenden Zustand des Schalters die im Steuerkreis fließenden Basisstrombeträge auf je etwa 50 μA, wobei der Widerstand der Steuerstrecke unwesentlich ist, wenn er mindestens eine Größenordnung kleiner als R_v ist.

Damit werden die jeweils in Betriebsart B befindlichen Transistoren nicht durchgesteuert, da sie einen Steuerstrombetrag von 840 μA erfordern.

Jedoch wird in jeder Halbwelle je ein Transistor in der Betriebsart A völlig durchgesteuert und schaltet die Betriebsspannung an den Verbraucher. Die Quelle muß also etwa 100 μA liefern, von denen 50 μA als I_B (A) zum Durchsteuern benötigt werden.

Leistungsverstärkung

Die Leistungsverstärkung erhöht sich in der Schaltung nach Bild 12 auf etwa 14 dB.

Grenzwerte

Bezüglich der Grenzwerte gelten für die Schaltung nach Bild 12 ebenfalls die Forderungen (12) ··· (21) mit Ausnahme von (19). Die Beziehung (19) verschärft sich, da während der negativen Halbwelle der Betriebsspannung im gesperrten Zustand die Basis von T_2 $+U_{St}$ führt, während der Emitter $-\hat{U}_0$ führt. Damit wird

$$U_{BE} = |\hat{U}_0| + U_{St}$$

und, da $|\hat{U}_0| \approx U_{St}$ ist,

$$|\hat{U}_0| \leq \frac{U_{BE\,max}}{2} = \frac{-U_{EB\,max}}{2} \qquad (22)$$

Das ist eine sehr einschneidende Begrenzung der maximal schaltbaren Spannung, da $-U_{BEmax}$ meist (speziell bei HF-Schalttransistoren) der kleinste Grenzwert ist.

Verwendung von symmetrischen Transistoren

Bei Verwendung eines vergleichbaren symmetrischen Transistors anstelle des antiparallel geschalteten Paares würde sich der Steuerbedarf auf 50 μA verringern, so daß die Leistungsverstärkung auf etwa 17 dB ansteigen würde. Dieser Betrag ist nur noch durch Verbesserung der Transistoreigenschaften zu erhöhen.
Die entsprechende Leistungsverstärkung für das Schalten einer Gleichspannung, die in diesem Falle etwa 29 dB beträgt, kann nicht erreicht werden, weil zur sicheren Sperrung der Schaltstrecke eine hohe Spannung U_{St} notwendig ist, die durch R_v auf den zur Durchsteuerung nötigen Wert herabgesetzt wird. Verwendet man zum Durchsteuern und Sperren je eine Spannungsquelle, die die erforderliche Spannung führt, so erreicht man die maximal mögliche Leistungsverstärkung, da der Vorwiderstand dann entfällt.

Phasenempfindliche Gleichrichter

Aus einem Wechselspannungsschalter wird ein phasenempfindlicher Gleichrichter, wenn in den Schaltungen der Bilder 11 und 12 der Schalter S_I synchron mit der Frequenz der Betriebsspannung geschaltet wird (z. B. durch eine Rechteckspannung gleicher Frequenz). Die Bilder 13 und 14 zeigen phasenempfindliche Gleichrichter in Einweggleichrichtung.

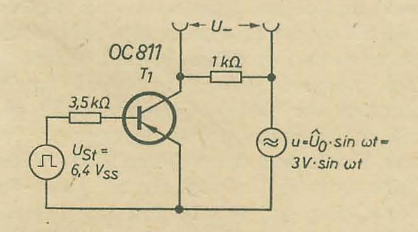


Bild 13: Phasenempfindlicher Gleichrichter in Einweggleichrichtung

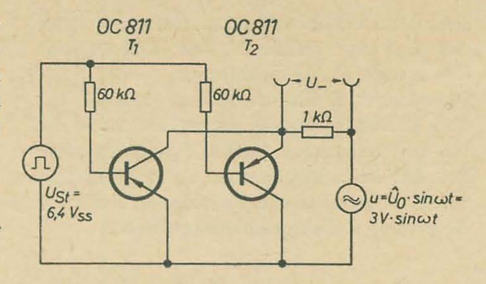


Bild 14: Phasenempfindlicher Gleichrichter in Einweggleichrichtung mit verringerter Steuerleistung

Der Gleichspannungsanteil und die Polarität der Spannung am Lastwiderstand sind bei ausreichender Steuerspannung abhängig von der Amplitude der Betriebsspannung und deren auf die Steuerspannung bezogene Phasenlage.

$$U = \frac{\hat{U}_c}{\pi} \cdot \cos \varphi \text{ (Einweggleichrichtung)} \qquad (23)$$

$$U = 2 \cdot \frac{\hat{U}_0}{\pi} \cdot \cos \varphi \text{ (Zweiweggleichrichtung)} \qquad (24)$$

In den Bildern 15 und 16 sind phasenempfindliche Gleichrichter in Zweiweggleichrichtung dargestellt.
Ordnet man die Schaltungen der Bilder 13 und 14 im Gegentakt an, so trägt auch die zweite Halbwelle der Betriebsspannung zur Gleichspannung bei. Dadurch wird die Phasenselektivität verdoppelt. Für die phasenempfindlichen Gleichrichter nach den Bildern 13 und 14 gelten die Grenzwerte (12) ··· (21), für jene nach den Bildern 15 und 16 die Grenzwerte (12) ··· (18) und (20) ··· (22). Außerdem muß nach (7) im gesperrten Zustand der Transistoren

$$U_{BE} = U_{St} > |\hat{U}_0| \qquad (25)$$

sein.
Da Rechteckspannungen meist in V_{ss} angegeben werden und $\hat{U}_0$ der Scheitelwert der zu schaltenden Wechselspannung ist, ergibt sich

$$U_{St\,(Vss)} > 2\,|\hat{U}_0|$$

Wird diese Bedingung nicht erfüllt, so sind die Transistoren, die gerade positive Kollektorspannung führen, trotz positiver Basis (gegen Emitter) nicht mehr gesperrt, da

$$\hat{U}_{CE} > U_{BE}$$

und damit

$$\hat{U}_{BC} < 0$$

wird.
Die Kollektordiode wird leitend und am Lastwiderstand tritt eine Gegenspannung auf, die zur Verminderung der Gleichspannung führt.
Die nachstehende Tabelle zeigt einen Vergleich der vier phasenempfindlichen Gleichrichter nach den Bildern 13 ··· 16, wenn U_{St} = 6,4 V_{ss} und u = 2,1 $V_{eff} \cdot \sin \omega t$ ist.

Bilder	Steuerleistung in mW	Art der Gleichrichtung	Anzahl der Transistoren	Lastwiderstand in kΩ
13	2,7	Einweg	1	1
14	0,32	Einweg	2	1
15	5,4	Zweiweg	2	2 × 1
16	0,64	Zweiweg	4	2 × 1

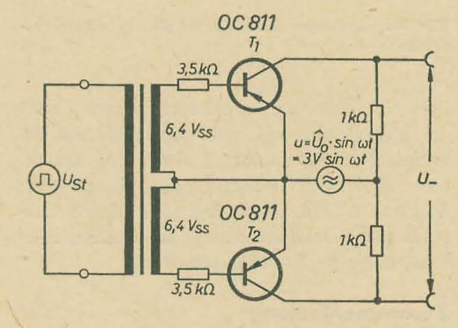


Bild 15: Phasenempfindlicher Gleichrichter in Zweiweggleichrichtung

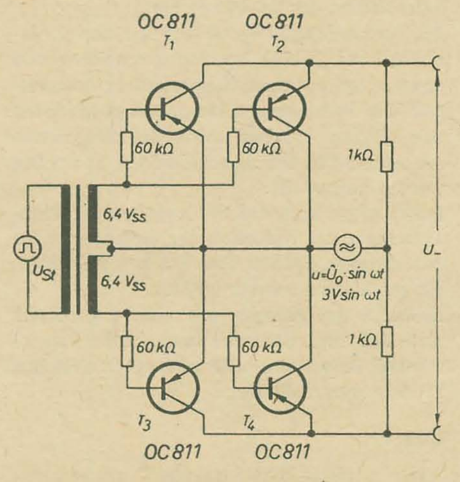


Bild 16: Phasenempfindlicher Gleichrichter in Zweiweggleichrichtung mit verringerter Steuerleistung

Eine Abwandlung der Schaltung nach Bild 15 zeigt Bild 17, die schon in [10] beschrieben wurde.
Sie kann in den Fällen angewendet werden, wo die Grenzwertforderungen (18) und (22) einer Erhöhung von $\hat{U}_0$ im Wege stehen, d. h.

$$|\hat{U}_0| > \frac{U_{BCmax}}{2} \quad \text{und} \quad |\hat{U}_0| > \frac{U_{BEmax}}{2}$$

wird.
Die Dioden in den Kollektorleitungen verhindern einen Stromfluß während der positiven Halbwelle der Betriebsspannung selbst bei leitendem Zustand der Transistoren.
Zur Sperrung der negativen Halbwelle muß nur die Bedingung (4)

$$U_{BE} > 0$$

erfüllt sein. U_0 wird maximal durch die Sperr-

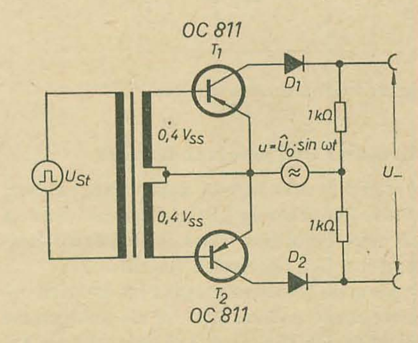


Bild 17: Phasenempfindlicher Gleichrichter in Einweggleichrichtung für höhere Betriebsspannungen

spannung der Kollektor-Emitterstrecke und der Dioden begrenzt, d. h., es muß

$$|\hat{U}_0| < |-U_{CEmax}| \quad (27)$$

und

$$|\hat{U}_0| < |-U_D| \text{ sein,} \quad (28)$$

wobei $-U_D$ die Sperrspannung der Diode ist.
Als Steuerspannung für das bisher benutzte Beispiel würde für den leitenden Zustand wie bisher

$$U_{BE} = -200 \text{ mV}$$

ausreichen.
Für den gesperrten Zustand wählt man z. B.

$$U_{BE} = 200 \text{ mV},$$

so daß man mit

$$U_{St} = 0{,}4 \ V_{ss}$$

auskommt. Der Vorwiderstand entfällt.
Die Unterdrückung der Betriebsart B durch die Dioden führt allerdings zur Einweggleichrichtung. Außerdem liegt der Durchlaßwiderstand je einer Diode in Reihe zum Lastwiderstand. Da dieser strom- und temperaturabhängig ist, muß man

$$R_L \gg R_D$$

wählen, um diesen störenden Einfluß klein zu halten.
Betrachtungen über die maximal mögliche Frequenz der Betriebsspannung müssen im Rahmen dieser Veröffentlichung entfallen [11]. Es sei nur darauf hingewiesen, daß diese Frequenz von der Grenzfrequenz in Emitterschaltung der verwendeten Transistoren abhängt. Die Grenzfrequenz unsymmetrischer Transistoren in der Betriebsart B liegt ja nach dem Grad der Unsymmetrie noch tiefer als die in Emitterschaltung bei normalem Betrieb.

Weitere Anwendungsmöglichkeiten

In Anlehnung an die phasenempfindlichen Gleichrichter können Phasendiskriminatoren, Modulatoren usw. in Frage kommen. An anderer Stelle wurden Horizontalablenkstufen in Fernsehempfängern [6; 8] und Sägezahngeneratoren [6] mit Transistoren beschrieben.

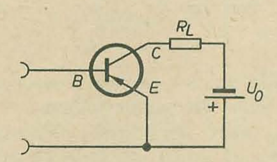


Bild 18: Normale Emitterschaltung (Betriebsart A)

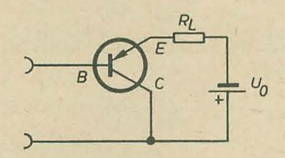


Bild 19: Inverse Emitterschaltung

Normaler und inverser Betrieb

Im Teil 1 wurde bereits darauf hingewiesen, daß die Bezeichnung „Betriebsart B" eine an sich neue Definition eines in der Transistorliteratur schon bekannten Begriffes sei.
Die normale Emitterschaltung ist dadurch gekennzeichnet, daß der Emitter die gemeinsame Elektrode für Ein- und Ausgang ist und am Pluspol der Betriebsspannung liegt (Bild 18). Invers nennt man eine Schaltung, in der gegenüber der normalen Schaltung nur der Emitter und Kollektor vertauscht sind. Bild 19 zeigt eine inverse Emitterschaltung.
Die normale Kollektorschaltung (Bild 20) hat den Kollektor als gemeinsame Elektrode des Ein- und Ausganges. An ihm liegt der negative Pol der Betriebsspannung. Analog entsteht durch Vertauschen von Emitter und Kollektor die inverse Kollektorschaltung (Bild 21).

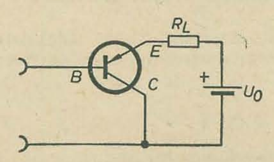


Bild 20: Normale Kollektorschaltung

Vergleicht man nun die Bilder 18 und 21, so unterscheiden sie sich nur durch die Polarität der Betriebsspannung. Aus der normalen Emitterschaltung (Betriebsart A) wird allein durch Umpolen der Betriebsspannung die inverse Kollektorschaltung (bisher Betriebsart B genannt).
Der asymmetrische Transistor wird als Wechselspannungsschalter von der negativen Halbwelle in Emitterschaltung und von der positiven Halbwelle in inverser Kollektorschaltung betrieben.

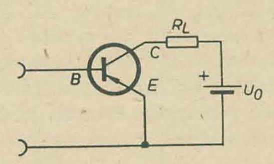


Bild 21: Inverse Kollektorschaltung (Betriebsart B)

Bei symmetrischen Transistoren verschwindet der Unterschied zwischen normalem und inversem Betrieb, da dort Emitter und Kollektor willkürliche Bezeichnungen gleichartiger Elektroden sind. Dort wird allein durch Umpolen der Betriebsspannung aus der Emitterschaltung eine Kollektorschaltung.

Zusammenfassung

Die Eigenschaft von pnp-Flächentransistoren, steuerbare Ströme wechselnder Polarität führen zu können, wurde an Hand von Kennlinienfeldern des OC 811 gezeigt.
Als Anwendungsbeispiele wurden einige Varianten von Wechselspannungsschaltern und phasenempfindlichen Gleichrichtern beschrieben. Die Bedingungen für gesättigt-leitenden und offenen Schalter sowie die Grenzwerte der Amplitude der zu schaltenden Spannung wurden aufgestellt.
Dabei zeigte sich, daß die Angaben der Transistorhersteller bezüglich der Grenzwerte für den inversen Betrieb noch Lücken aufweisen, die geschlossen werden müßten.
Einfache Schaltungen mit relativ geringem Aufwand an Steuerleistung und Bauelementen lassen sich nur mit symmetrischen Transistoren realisieren.

Literatur

[1] I. J. Ebers u. J. L. Moll: Large-signal behavior of junction transistors; Proc. IRE 12 (1954) S. 1761 ··· 1772
[2] R. L. Bright: Junction transistors used as switches; AIEE Trans. I. Commun. and Electronics März (1955) S. 111 ··· 121
[3] Meyer, Brötz: Über Möglichkeiten und Probleme der Anwendung von Flächentransistoren; Telefunken-Ztg. 121 (1958) S. 162 ff.
[4] Dipl.-Ing. H. Hannig: Flip-Flop-Schaltungen mit Transistoren; radio und fernsehen 18 (1960) S. 587 u. 588
[5] Dipl.-Ing. K. Günzel: Der Einfluß des Kollektorreststromes auf das Verhalten von Transistorschaltungen bei Impulsbetrieb; radio und fernsehen 11 (1960) S. 344 ··· 347
[6] Dr. Joury G. Maloff: Bilateral Conductivity in power-transistors; Electronic Industries 7 (1958) S. 82 ff.
[7] A. P. Kruper: Switching transistors used as substitute for mechanical low-level choppers; Commun. and Electronics März (1955) S. 141 ··· 144
[8] G. C. Sziklai: Symmetrical properties of transistors and their applications; Proc. IRE 6 (1953) S. 717 ff.
[9] W. Hilberg: Die Realisierung von Schaltern für beide Stromrichtungen mit Flächentransistoren; Elektronische Rdsch. 12 (1959) S. 438 ··· 440
[10] A. Haidekker: Einige Anwendungen von Halbleiterdioden und Transistoren in der Regelungstechnik; Regelungstechnik 10 (1957) S. 343 ff.
[11] F. Weitzsch: pnp-Flächentransistoren als elektronische Schalter; Sonderdruck der Valvo-GmbH, Januar 1956

Fachbücher

Gunter Schwarze

Grundbegriffe der Automatisierungstechnik

VEB Verlag Technik, Berlin, 1961
75 Seiten, 83 Bilder, broschiert 4,80 DM

Die vorliegende Broschüre bildet den ersten Band der von B. Wagner und G. Schwarze im VEB Verlag Technik Berlin herausgegebenen „Reihe Automatisierungstechnik". Ziel dieser Buchreihe ist es — wie die Herausgeber im Vorwort zum ersten Band darlegen — „Techniker und Ingenieure aus allen Zweigen unserer Wirtschaft in einzelnen Darstellungen in die vielfältigen Probleme der Grundlagen und Anwendungen der Automatisierungstechnik einzuführen".
In Anbetracht der Tatsache, daß Probleme der Automatisierungstechnik heute bereits breiteste Kreise aller Wirtschaftszweige beschäftigen, ist die gewählte Form der Herausgabe in Einzeldarstellungen sehr naheliegend, bietet sie doch dem Interessenten die Möglichkeit, die speziell interessierenden Abhandlungen zu einem angenehmen Preise zu erwerben. Der vorliegende erste Band ist den Grundbegriffen der Automatisierungstechnik gewidmet. Er behandelt das Grundgerüst, das zum Verständnis der weiteren Hefte dieser Reihe vorausgesetzt werden muß. Neben der Erläuterung der Begriffe Messen, Steuern, Regeln, Rechnen sowie ihrer Bedeutung für die Automatisierungstechnik sind zwei Kapitel den in der Automatisierungstechnik auftreten-

den Signaltypen sowie Typen von Übertragungsgliedern, eingeteilt nach ihrem Zeitverhalten, gewidmet. Das letzte Kapitel befaßt sich mit speziellen Problemen der Automatisierungstechnik.
Der Text ist klar und allgemeinverständlich. Zum besseren Verständnis tragen zahlreiche Beispiele bei, die — man möchte fast sagen — aus dem täglichen Leben herausgegriffen und deshalb auch für den Nichtfachmann leicht verständlich sind. Die Broschüre ist ohne Zweifel bestens geeignet, als Unterlage für den einschlägigen Unterricht an den Betriebsakademien zu dienen. Leider ließ beim vorliegenden Heft die Qualität des Einbandes zu wünschen übrig.
Die für die Zukunft angekündigten Themen bringen auch für den Elektroniker Interessantes, z. B. über Digitalmeßtechnik, Digitalrechner, elektronische Analogrechner und Fernsteuerungen. Von seiten des Verlages Technik sollte man sich überlegen, ob die Herausgabe einer ähnlichen Schriftenreihe für den praktisch tätigen Techniker und Ingenieur speziell für das Fachgebiet der Elektronik zum heutigen Zeitpunkt nicht als äußerst lohnens- und wünschenswert erscheint.

Naumann